TURING 图灵电子与电气工程丛书

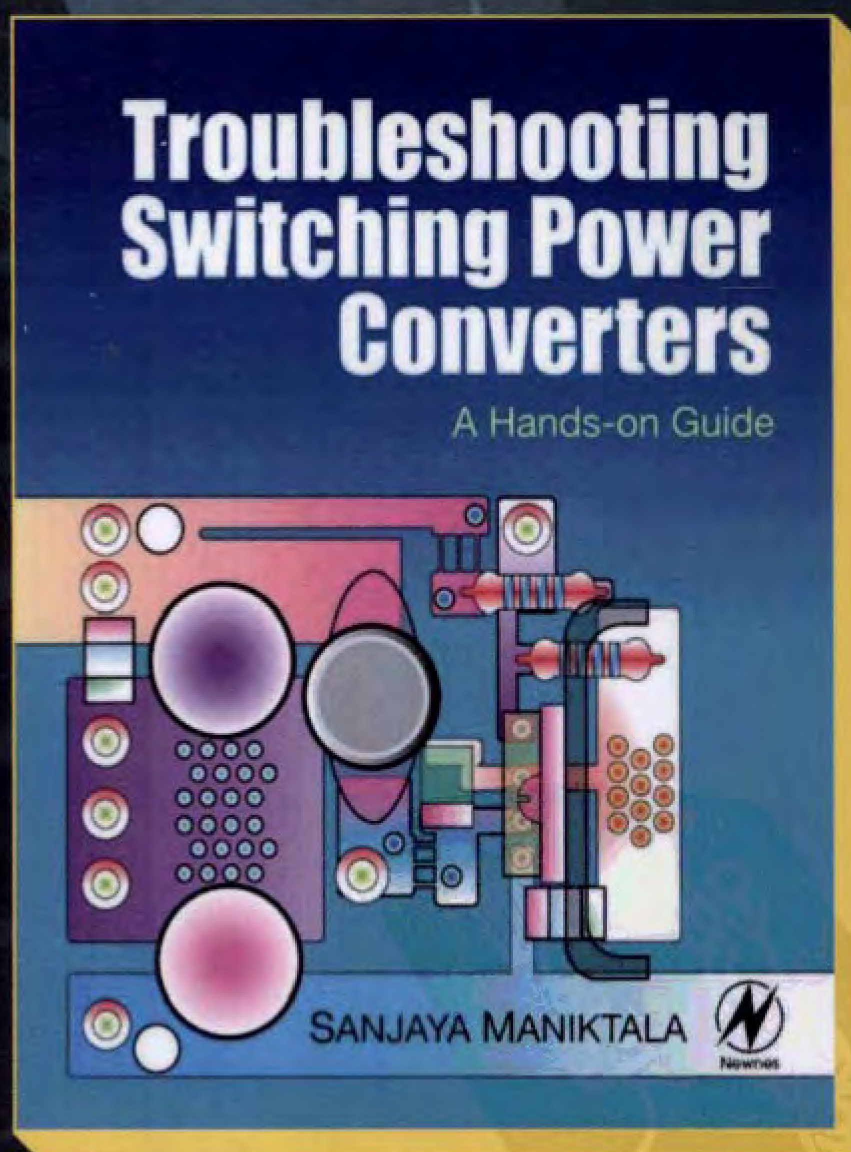
ELSEVIER 爱思唯尔

开关电源故障诊断与排除

Troubleshooting Switching Power Converters

A Hands-on Guide

[美] Sanjaya Maniktala 著
王晓刚 谢运祥 译



人民邮电出版社
POSTS & TELECOM PRESS

Troubleshooting Switching Power Converters

A Hands-on Guide

开关电源故障诊断与排除

"故障诊断与排除的完美模板。"

—— **亚马逊读者评论**

这是第一本系统论述开关电源的故障诊断和排除的著作。作者将几十年设计商用电源的经验融入了这本书中，对许多问题给出了自己的见解和解决办法，解决了许多从业者的困惑。

- 本书从实践角度回答了一个重要问题：为什么开关电源实际的表现行为与理论设计存在如此大的差异？怎样消除这种差异？
- 涵盖了AC/DC和DC/DC开关电源的方方面面。
- 对用于功率变换的半导体IC进行了实验评估，介绍了作者在国家半导体公司工作期间测试同类IC时掌握的标准和革新性技术。
- 讨论了接地系统、有效使用仪器和探头等若干其他文献中未包含的主题。
- 跟踪研究某著名论坛上发布的电源相关问题长达5年，给出了详细的解答。
- 写作风格独特、可读性强，在条理清晰的讲解中配有大量的图表。

Sanjaya Maniktala 世界级的开关电源专家。美国博通公司的高层管理者，曾在飞思卡尔、西门子、美国国家半导体等著名公司担任高级工程领导职务。出版过《精通开关电源设计》等多本名著，是*EDN*、《电子设计》、《电力电子技术》等杂志的专栏作家。他还拥有"浮动降压变换器拓扑"等多项专利。

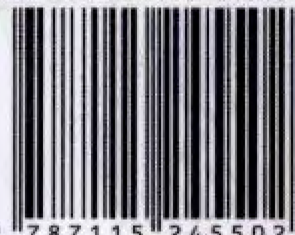
王晓刚 博士，广州大学副教授，长期从事电力电子技术的教学工作和开关电源、逆变器、有源电力滤波器、PWM整流器等方面的研究工作。

谢运祥 博士，华南理工大学电力学院教授，博士生导师，长期从事电力电子与电力传动方面的教学和科研工作。



本书译自原版*Troubleshooting Switching Power Converters: A Hands-on Guide*，并由Elsevier授权出版。





ISBN 978-7-115-24550-2

定价：45.00元

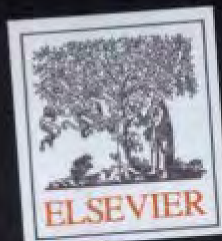
图灵网站：http://www.turingbook.com 热线：(010) 51095186

反馈/投稿/推荐信箱：contact@turingbook.com

有奖勘误：debug@turingbook.com

分类建议 电子电气/开关电源

人民邮电出版社网址 www.ptpress.com.cn



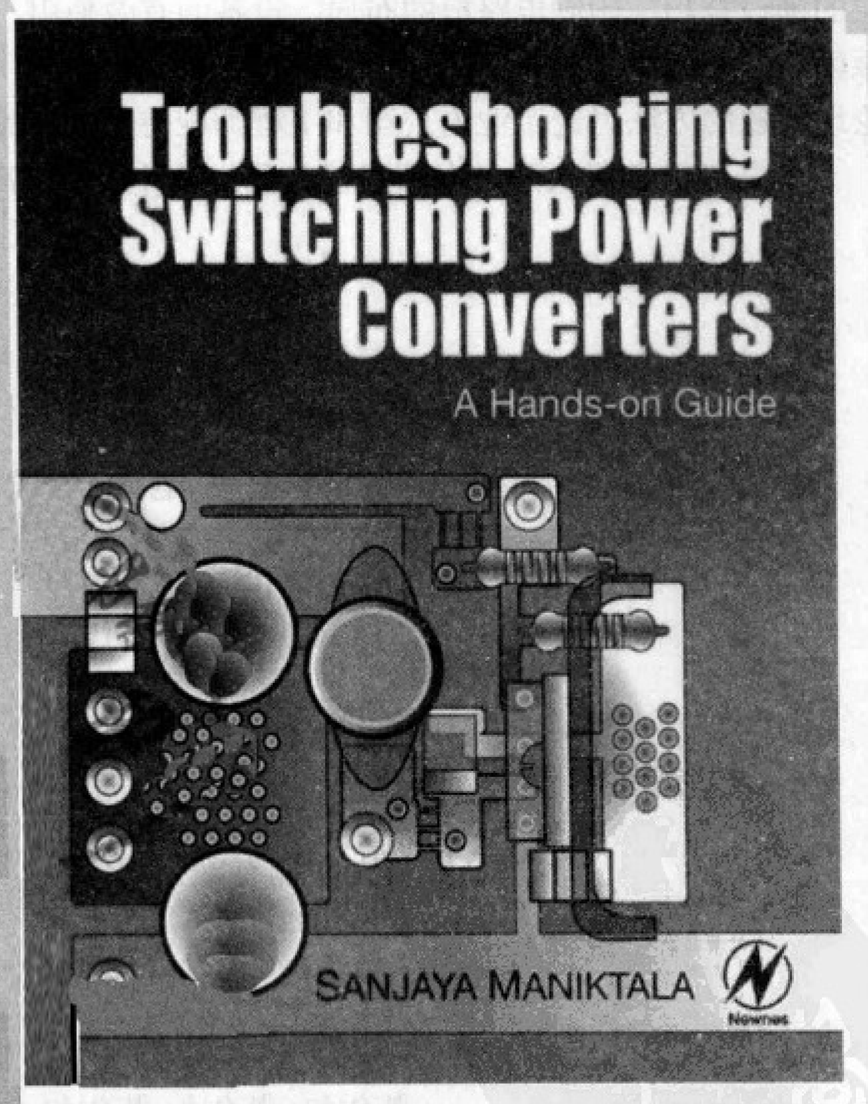
TURING 图灵电子与电气工程丛书

开关电源故障诊断与排除

Troubleshooting Switching Power Converters

A Hands-on Guide

[美] Sanjaya Maniktala 著
王晓刚　谢运祥　译



人 民 邮 电 出 版 社
北　京

图书在版编目(CIP)数据

开关电源故障诊断与排除 /（美）马尼克塔拉（Maniktala, S.）著；王晓刚，谢运祥译．—北京：人民邮电出版社，2011.2

（图灵电子与电气工程丛书）

书名原文：Troubleshooting Switching Power Converters

ISBN 978-7-115-24550-2

Ⅰ．①开… Ⅱ．①马… ②王… ③谢… Ⅲ．①开关电源-故障诊断 ②开关电源-故障修复 Ⅳ．①TN86

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2010)第 253145 号

内 容 提 要

本书基于作者多年从事开关电源设计工作过程中收获的经验与教训，利用大量真实的事例论述了开关电源故障和排除过程中应遵循的原则，以及高频环境下的去耦、输出噪声和滤波、电容的选用、接地层的铺设技巧、印制电路板的布局、设备的有效使用、提高效率的手段、EMI 和噪声等基础知识和上述原因造成的故障及其排除方法，并视角独特地提出开关电源故障诊断的一家之言。书中还利用解答网络论坛问题的方法讨论了业内公司和工程师应持有的态度及与数据手册相关的一些实际问题。

本书可供各层次开关电源工程人员、设计人员、高校相关专业师生阅读和参考。

图灵电子与电气工程丛书

开关电源故障诊断与排除

◆ 著　[美] Sanjaya Maniktala
　译　王晓刚 谢运祥
　责任编辑　马晓燕

◆ 人民邮电出版社出版发行　北京市崇文区夕照寺街 14 号
　邮编 100061　电子函件 315@ptpress.com.cn
　网址 http://www.ptpress.com.cn
　北京鑫正大印刷有限公司印刷

◆ 开本：787×1092 1/16
　印张：13.25
　字数：339 千字　2011 年 2 月第 1 版
　印数：1–3 500 册　2011 年 2 月北京第 1 次印刷

著作权合同登记号　图字：01-2010-6903 号

ISBN 978-7-115-24550-2

定价：45.00 元

读者服务热线：(010)51095186　印装质量热线：(010) 67129223

反盗版热线：(010)67171154

版 权 声 明

Troubleshooting Switching Power Converters by Sanjaya Maniktala, ISBN: 978-0-7506-8421-7.

Authorized Simplified Chinese translation edition published by the Proprietor.

ISBN: 978-981-272-182-2.

Elsevier (Singapore) Pte Ltd.

3 Killiney Road

#08-01 Winsland House I

Singapore 239519

Tel：(65)6349-0200

Fax：(65)6733-1817

First Published 2011

2011 年初版

前　　言

几个星期前，我发现我急需要找到些灵感。当初，我甚至怀疑写一本主题这么特殊的书是否真的有*必要*。因此，尽管在这个伟大的构想上徘徊了 5 年之久，我最终还是买了“另一本”书——Robert Pease 的*Troubleshooting Analog Circuits*。我很庆幸我买到了这本书，因为它满足了我的两个要求——我不仅认识到这本书的确是激动人心的资源 (毫无疑问，这是一本可以让你在旅途中、手里拿着脆饼干和咖啡边笑边欣赏的书)，还了解到它与功率变换*无关*。以这本书封面中的著名图片为例，其中难解难分纠缠在一起的物体明显是一个著名的 V-F(电压–频率) 变换电路。但实际上，它甚至连基本的*开关*变换器都不是。举例来说，面包板对于开关变换器来说就是一个大忌。如果你仔细思考一下，就会发现图片传递的正是在功率变换中不应尝试的禁忌。令人鼓舞的是，这本书也承认“开关模式调节器与之截然不同”。

当我得知这本关于模拟电路故障诊断的书原本计划当作另一本关于*开关功率变换器*的书的*其中一章*时，我十分惊讶。也许这个计划是随着时间的流逝而流产了，也许是因为风险太大——市面上几乎没有其他该类书籍，这一事实在一定程度上说明了上述假设的合理性。(为你手中捧着的这本书欢呼吧！) 但我还是相信如果那本书按照原来的设想出版，那么它将极具误导性，原因与这本关于模拟电路故障诊断的书的封面如出一辙。有一段时间，我曾百思不得其解：“这到底是谁的好主意呢？” 后来我认识到当时功率变换仍处在萌芽阶段。谁会知道以后的事呢？

在 20 世纪 70 年代早期，计算速度高达 2MHz 的 Intel 8080 微处理器曾让全世界的工程师们惊异不已。“数字化” 成为对新一代电气工程毕业生的赞美之词。事实上在那 10 年间 (以及下一个 10 年)，当询问来公司面试的人希望做什么时，几乎所有的人都会眼睛不眨地答道——“*微处理器！*” 我想我改行从事电力电子的原因就是，对于这些 “好东西” 我做得不够好。但是不久之后，我认为事情肯定会因这场数字竞赛中的落后者而变了味，无论他是个人还是公司。在由此造成的颠倒性混乱中，一切非数字化的事物都被冠以 “模拟的”。

我想知道这究竟是如何发生的。像 “模拟电子的功率” 这种吸引人的词句可能激发了人们的想象力，但它们充其量只是一种矛盾修饰法 (oxymoron) (单词中包含 “moron”(傻子) 真是恰如其分)。因为尽管*表面上*看来，“模拟电子” 和 “功率” 显得如此亲密和相似，但实际上它们只是一对陌生的伙伴，你不能在题为 “你不需要了解*数字电路*……尽管问” 的总体纲要中将两者相提并论。模拟电子和功率之间的确有一些共性，本质上二者都是 “非数字” 的，它们的相似性正在于此。现代开关功率变换器的显著特征是电压和电流因*特性神秘的电感*而有着很陡的*边沿*，大量的高频分量使迄今为止的各种手段都显得无能为力 (这么说毫不夸张)。

“模拟电子或功率，名称意味着什么？” 你完全有理由这样问。由于两者并不完全对立，所以许多公司中都有这样一个实际问题：高级管理人员突然出现在你的面前，充满想象力且

满怀热情地期望将开关 IC 的大生意推向新的高峰，但问题是他只熟悉*运算放大器*。来看近期发生的一件事，故事发生在总部设在加利福尼亚州圣克拉拉的一家大型模拟电子公司，他们的“电源管理”和“便携式电源”两个生产线曾大获成功，新上任的高级副总裁满腹怀疑地问他的职员：“为什么你们说我们的开关 IC 很‘简单’？”他相信这种说法彻底贬低了他们的产品——也许像个简单的汉堡，或者想法太简单。一个毋庸置疑的事实是这种开关 IC 是过去 10 年公认的品牌。我们应该称它们“高性能开关 IC”，或者是“创新性的开关 IC”？“复杂开关 IC”或“热情的开关 IC”听上去如何？(这会使工程师们争先恐后地购买它们！) 随后会议室安静了下来，几位野心家还在点着头，态度令人敬畏地放肆，但没有人敢于站出来告诉他们的皇帝，他现在确实需要一个好裁缝。

再来向下观察食物链 (或许我应该说“向上”)。仅在几年前，功率变换还是一个令大多数工程师*望而却步*的利基市场 (niche market)，如今这个市场变得大多数人没有能力去做。但是，写一篇与功率变换有关的漂亮文章，或者整理出一本令人激动的教材是一回事，*在实验台上制作出一台能工作的变换器*则完全是另一回事。别忘了，你还必须令它非常可靠而且成本低，这是问题的关键。造成这种不幸现状的原因很多，有一点可以肯定，那就是几乎没有培养工程师的学校会讲授大量的电力电子学知识，尤其是开关电源 (SMPS) 的知识。这就是缺乏开关电源知识的电气工程专业。很不幸，这还不是唯一的原因，每家公司都在奋力争夺少数几所在电气工程专业具有优势的学校的毕业生。情况必须有所改变，以适应对经过专门训练的毕业生规模日益庞大的需求。

功率变换领域不仅变得非常重要，而且越来越复杂。一位极力模仿他人的专家如果仅对模拟电路故障诊断与排除的书进行敏锐而深入的研究是不会轻易成功的——“如果你站在一个大型演讲台上并且夸夸其谈，通常人们会认为你知道自己在说什么，他们不再寻找错误……这本身就是一个错误。”我还记得大厦 D 座的复印机发出的雷鸣般的响声不时地被我在太平洋这一边听到过的最动听的词句所打断，我绝对不会记错！幸好我很快由我的经历明白了这样一条道理：在你犯错*前*帮你发现错误的人是你在公司中最好的朋友，在你犯错*后*帮你找出错误的人是支持你的人，在你犯错前后都只字不提的人确实让你看走了眼。要学会明辨是非。

在当今科学与工程界，我们都越来越多无一例外地受到同级的严格检查和反复核对。我们已经无法隐藏于别人错误的背后，或者大声抱怨着试图将人们的注意力从自己的错误上移开。因此我们必须学会在必要时坦白承认错误，并且承认越快越好，以避免由错误的行为或建议带来的严重后果，因为这是推动大家进步的动力。同样，我们还必须以相同标准来要求与这一领域相关的所有人。不应再把漂亮的广告宣传单、媒体演示或华而不实的在线工具当真。必须尽快提高标准。功率变换是一个复杂的领域，不仅会出现大量无心之失 (这种错误我每天都犯)，并且还涌现出大量奇特的术语、可怕的公式以及那些所谓的“无奈的平衡”，听起来振振有词，实则在掩盖自己的错误——如果错误是*有意而为*的话。所以，就算是供货商，无论他们多么趾高气扬，也必须与我们一样做*同样认真*的检查。这就是我理解的工程学。如果不这样做的话，我认为所有有关的成本将迅速增加。世界正变得越来越小，实际上我们已经紧密联系在一起。我们还能再滥竽充数下去吗？

最后，该说再见了。三本书已经足够，你会认同这一点。我不会再写了。所以，本书是

我向你讲述人生经验的最后一次机会。我还希望这个过程能激发你的兴趣，让你有亲身经历的感觉。相信这种方式能够令你在看故事的同时也不会忘记与之相关的专业知识。因此在我最终搁笔之际，我感谢你们一直以来给予我的巨大支持。我真诚希望这本书不仅让你有所收获，还能让你爱不释手，就像我写这本书的时候一样。我估计读者会认为本书有几处过于直言不讳了，但我可以向你保证其真实性，一点也没掺假。

Sanjaya Maniktala

致　　谢

我要感谢我的导师、副总裁和朋友 G. T. Murthy 博士，多年前在孟买是他一直鼓励着我。当我还年轻时他为我树立了榜样，直至今日我仍努力向他看齐。除此之外，我还从博士身上学到了关于工程的真谛，至少学到了工程应该是什么样的。毫不夸张地讲，我清楚地认识到没有人或者公司能够超越诚实这一基本底线，否则，其提供的任何数据、声明或产品都是值得怀疑的。当然，真正的错误是自然产生而且可以被原谅的，我们毕竟是人。但是证明错误确实是无意而为之的方法只有一种，那就是犯错误的人曾反复核对过数据，并在发现问题时，立即毫不犹豫地从头开始解决问题，而且这个过程是公开的。真正的工程师 (或工程组织) 不应该也没有必要对错误百般隐瞒 (“有本事来抓住我。” 或 “嘿，你说什么？”)。此外，不能指望任何一个 ISO 质量标准能取代这一基本和必需的工程态度。本书相当强烈地反映了这一个人信仰。感谢 Murthy 博士！

还要感谢我最近遇到的几位朋友，他们为我解决了许多个人问题。特别感谢 Travis Meek，他是一位年轻且思虑缜密的律师，就职于 Fairchild 的移民顾问公司 Pierce Atwood LLP，他在我完成这本书的过程中提供了相当大的支持。没有他的帮助，无疑我会无法集中精力。当然，我还要感谢阿勒格尼学院 (Allegheny College) 的 Shafiq Rahman 博士。

我有一些特殊的读者，他们不辞辛苦地为我的前两本书写了大量的评论。也许他们不知道，这对于像我这样的作者来说意义非同寻常，我尤其要感谢 Robert Rauck 和 Paul Mathews。还要感谢美国国家半导体公司的老同事 Dipak Patel。

感谢 Elsevier 公司的 Carol Mohr 和 Jeff Freeland，他们在非常短的时间内为本书做了非常专业的检查 (我晚了两个月交稿)。

非常感谢 Disha、Aartika 和 Munchi，当我奋力撰写本书的时候，他们又在家度过了几个月没有我陪伴的日子。去年 (在我写第二本书的时候) 我就向他们保证那是我写的最后一本书。这一次我至少可以心口如一地再次告诉他们这次真的是最后一本，但我想他们在几年前就不再相信我了。

目　录



第 1 章　关于电源的思考

“休斯顿，出问题了。”[①]

对于单词 Problem(问题)，德国人和瑞典人的拼写方法与美国人一样，西班牙人、葡萄牙人、俄罗斯人、希腊人、意大利人在后面加一个字母 “a”，荷兰人和法国人加了一个字母 “e”。但是我们都认同一个观点，那就是*问题*的存在，而且问题普遍存在。

这也是本书所要讨论的内容，具体来说，本书讨论的是开关电源的*问题*。本书因而可能会絮絮叨叨地罗列一些细节，对以往发生的事故也会毫不留情地给予批评，以儆效尤。当然，最关键的还是要对我们可能会面临的各种缺陷不厌其烦地作出讲解。

这些都很有必要! 因为我们身处一个影之宫，里面是想象，外面是现实。每个事物都有可能出故障，即使是几秒钟前认为不可能的事情都*有*可能发生。据我所知，这就是开关电源的王国。

然而，因为没有一本书 (或者像现在这种讽刺性评论) 可以详细列举出故障的无数种可能性，所以我们应当正确地树立目标。下面列出的只能是部分有代表性的事例，但无疑有助于人们以正确的方向迅速地找出问题所在。

我希望这对你有帮助，因为如果帮不了你，那我们确实就出问题了。

1.1　实践与理论：硬币的两面

诊断开关电源故障时，需要知道的一点是必须以理论的视角去看待实际问题，必须从实际出发去理解理论。我们最终必须学会在理论与实践之间作出合乎逻辑且没有差错的过渡，每前进一小步，都要停下来审视合理性。因为在开关电源领域，理论与实践是相互融合的，两者都不能完全靠自身解决问题。例如，目前可以在理论上实现 100MHz 的功率变换器，但显然，从实际角度来看，这么高的频率迄今为止是无法实现的。同样，你还可以提出完美的布局和热管理方案，甚至让你的教授惊异不已; 但如果你检查一下你所采用的开关拓扑的基本原理，你会发现你曾经在实验室徒劳地工作了几个月甚至几年。

在试验阶段，应牢记于心的是自己是一名坚韧不拔、实践至上的*工程师*，而普通的技术人员和纯粹的学者都不能单独胜任实际的工作。写一篇关于开关电源的漂亮文章是一回事，而制作出一台能正常运行的开关电源又是另一回事。在这一认识的基础上，本书将通过大量的实践来突出理论基础，从而为读者提供更为有效的指导。

本书不会以逐步操作说明的体例给出简单机械的 DIY 式技术指导，比如：检查第 5 个引脚的电压、检查电容 C21 的电解液是否泄漏、更换烧焦的电阻 R16 等。要是这样来对待这一不寻常、令人激动的领域就失之肤浅了，也难以全面地说明问题。我们必须学会借助于基本原理、推理和经验 (有时是别人的经验) 来解决我们面对的新问题 (话音未落，又涌现出

① 摘自《阿波罗 13 号》。—— 译者注

了很多新问题)。这就是本书所持的观点，因为从长远来看，只有这些方法才能带我们脱离困境。

必须指出的是，本书没有用太多篇幅介绍书中涉及的基本概念和术语，因此你可能首先应读几本基础书籍。当然，我优先向你推荐我之前出版的一本书，《精通开关电源设计》[①]，它能很快地让你进入开关电源的殿堂，最终使你变得跟你的 4MHz 的开关一样炙手可热。

1.2　抛开成见

当我们迈出故障诊断第一步的时候，必须设法将过去的看法、推测和直觉统统抛开。必须毫无成见地与默默无闻地奉献而又一丝不苟的工程师一起重新分析面前的一切问题，因为开关电源的问题不会摆在表面上。

我想你已经开始觉得这没有必要了，至少就你而言如此。我现在分两部分提出一个具有挑战性的问题，该问题不仅与功率变换无关，而且还不需采用任何精妙的分析。问题十分简单，与直流偏置运算放大器有关，在面试的时候我经常向求职者提出这个问题。令人惊讶的是许多有经验的工程师为此挠破头皮都想不出来 (甚至我有时不小心也会被难住)。

挑战 1　观察图 1-1，第一步，运放输出端的电压是多少？很简单，2V。答对了！现在进入第二步，可能你会不假思索地脱口而出：V_{out} =4V。但是你错了，原因见图中的解释。实际上，几年前，我向原来任职的电源 IC 公司电源管理组著名的 IC 设计专家 (现在为设计经

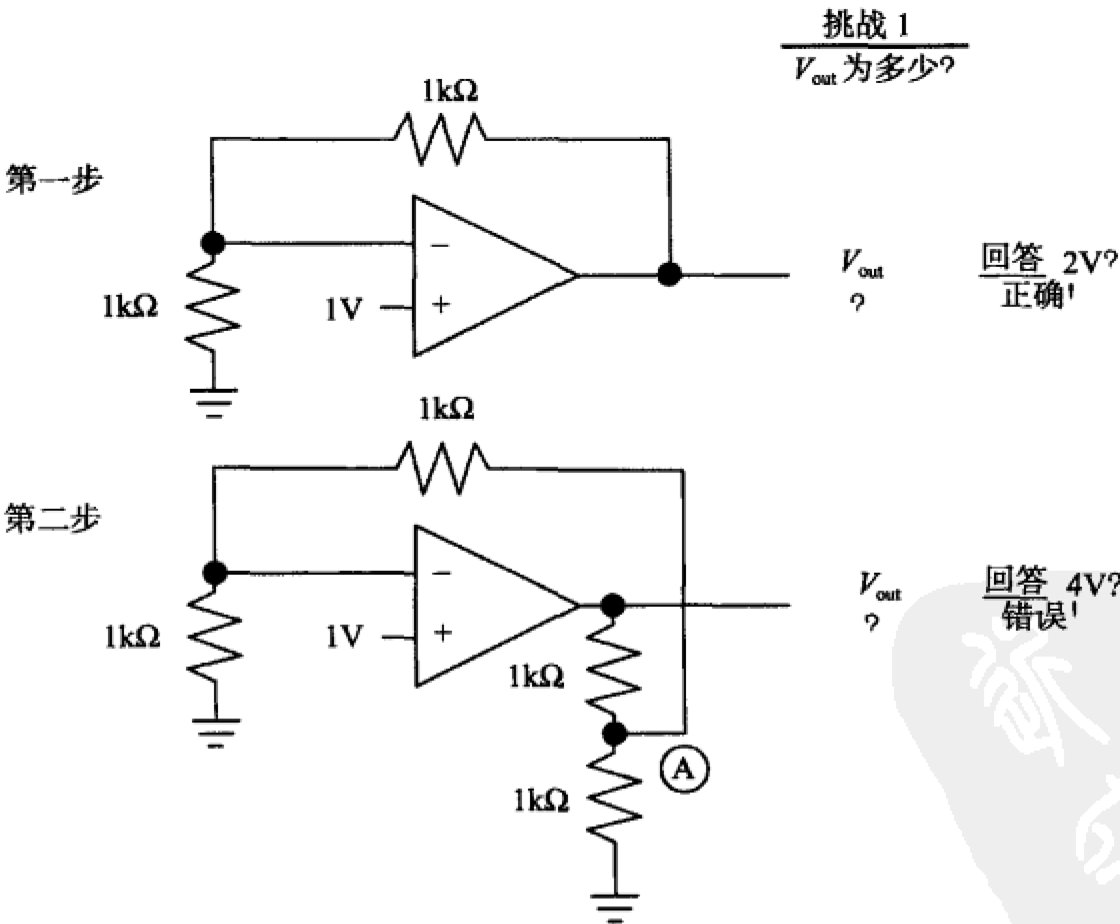


图 1-1　检验你的直觉 (第一个挑战性问题)

① 本书已经由人民邮电出版社出版。——编者注

理) 提了这个问题，他一开始也答错了，随后露出尴尬的笑容。对于看上去显而易见的问题，我们必须认识到动动笔以及仔细检查的重要性。

挑战 2 在图 1-2 中，两个电容完全相同。其中一个电容充电至 10V，然后直接接在另一个电容两端，最终两个电容的电压为多少？

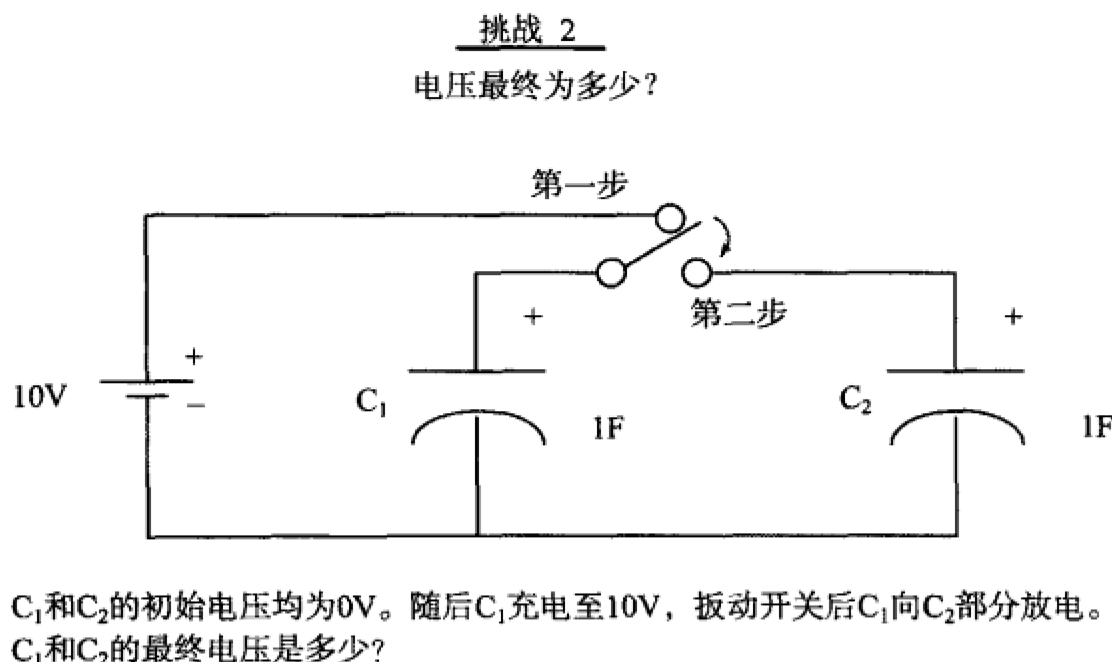


图 1-2 检验你的直觉 (第二个挑战性问题)

“正确” 答案是 5V。但如果让你说出其中的原因呢 (假设你事先不知道答案)？有几个网站讨论了这个问题，请随意用 Google 搜索。当你知道 C_1 初始能量的一半消失了之后，你会觉得很有趣。能量去哪了？为什么消失了？怎样消失的？我必须要说的是，最近，我的一位级别较高的同事对这一问题常规的解答持不同意见。这是好事，因为无论多么显而易见的事物，最后还是要拿到实验台上来试一试，我们这样做了。我们将一个大电解电容充至 10V，并立刻将其与另一个未充电的电容连接，电压最后为多少？约为 5.7V，并非 5V。我仍然不理解为什么，但我怀疑这与电容的公差及相互之间不匹配有关。

1.3 谨慎地选择朋友

我对身边某些圆滑的媒体和营销报告越来越警惕。作为工程师，我们可能会花几个月的时间排除元器件的故障，甚至要冒着丢掉工作的危险。因此，意识到有些公司竟然依靠别人的无知来赚钱，对我们来说变得越来越重要。没错，大多数媒体从业人员对功率变换所知甚少。这并不出人意料，也不是什么难为情的事。许多从事开关电源工作的人也经常意识到自己所知甚少。正因为如此，制造商们才会发放大量的广告宣传单，制作出花哨的 Flash 或 HTML 网页，目的是希望人们不假思索地购买他们的产品，这是他们一贯的伎俩。

我最近见到一则广告宣称对一款 IC 进行了最大限度的改进，使用该 IC 后，电路板的元器件数目由 65 个减少至 40 个。这个广告来自于一家很受欢迎的制造商，他们生产用于 AC-DC 变换领域的高压单片 IC。我手上的广告版本如图 1-3 所示，对此我有以下几个问题。1) 在新型电路板上找不到大型散热片。散热片怎么会不见了呢？如果两种电路板的功能一样，开关的损耗应大致相同。2) 旧电路板上有一些体积很大的 EMI 滤波器元件，而新电

路板没有 EMI 滤波器。由于这款 IC 不是软开关型，开关的转换速率也不可控，因此新电路板与旧电路板的 EMI 也基本相同，滤波还是必不可少的。3) 旧板采用了标准的保险丝，而新电路板使用的是小型径向保险丝，看来保险丝的尺寸居然与所用的开关 IC 没有关系。以上问题很容易从他们的电路板上看出来，但是广告上的图片比较模糊，让人看不清楚。我认为这个公司采取这种手段是不合适的，因为他们的器件已经足够好了，应采取更好的方式推销它。

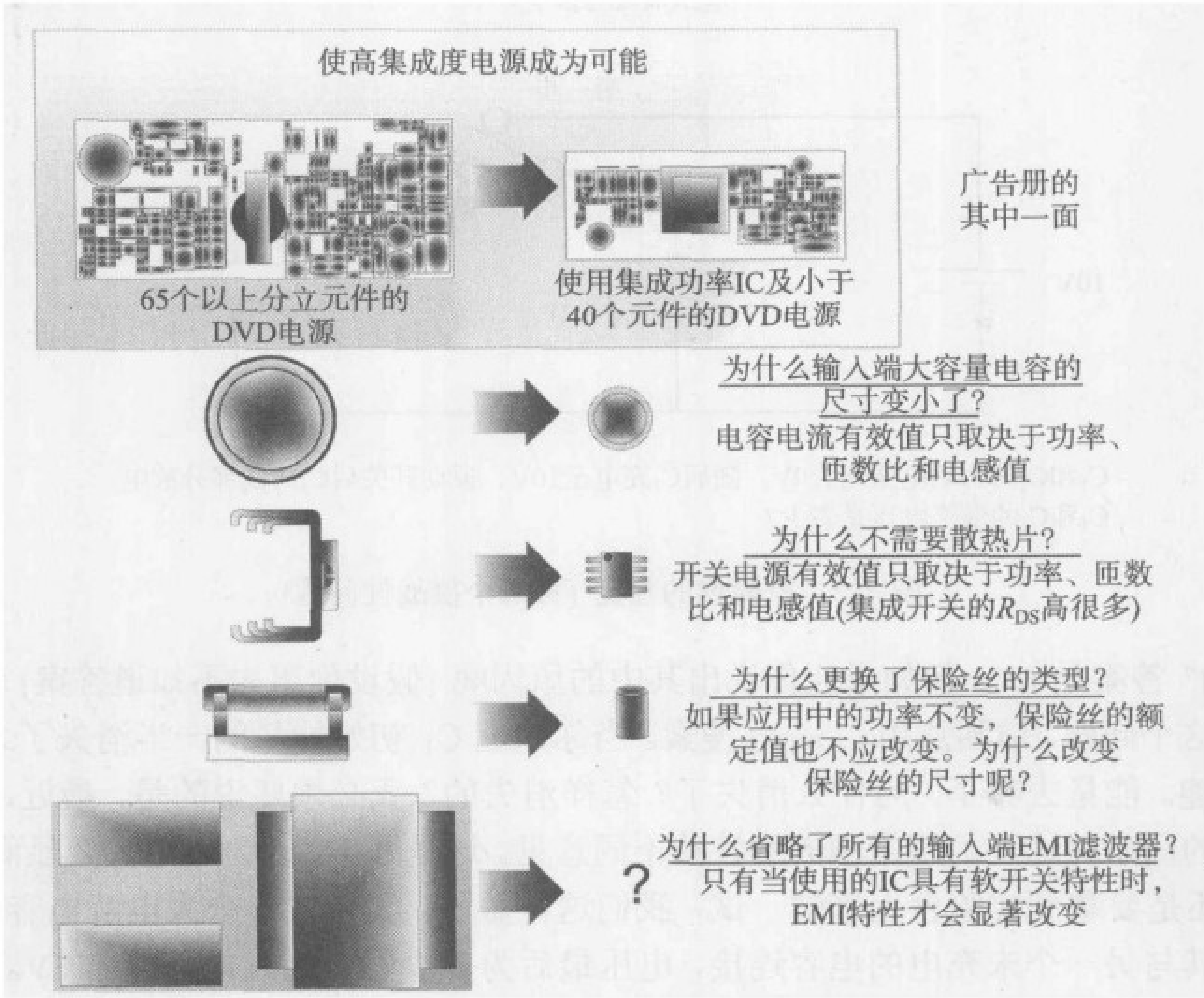


图 1-3 某些广告不会向你透露的信息

我们应该对制造商的真正承诺 (相对于未承诺的) 以及发布的信息 (可能没有被宣传和强调) 持怀疑态度，并进行详细的分析。这些迟早会影响我们的设计，也许影响要比一开始想象的大得多。对他们元件的不完全了解或想当然会让我们付出代价。所以，与其浪费宝贵的时间去阅读应用修订 (应用阶段的解决方案) 和不可信的补救措施，还不如在设计的初期做足功课，选择合适的 IC(和其余元器件)，明确我们到底要做什么，这样才能避免以后的困境。我们将会发现，有些制造商将对深入的工程审查和分析崇拜地竖起大拇指; 但还有一些制造商会为此而崩溃，上面那则误导性的广告就是这样一个例子。如何评价一家公司呢？不在于他们制作的小型评估板尺寸有多么小，也不在于过分渲染的媒体展示，事实就是如此。例如，许多像 TI(德州仪器) 这样的公司因其简单易懂、尽善尽美的数据手册及相关产品信息而受到人们的尊敬。多年来，这些公司显然得到了许多业内人士的认同。不幸的是，有一些中小规模的公司想成为 TI; 更有甚者，有些公司甚至暗示他们是信息权威，从而代表着事物的本质。我的经验是，见到制造商精心设计的广告时，要保持警惕。像 “模拟电子的功率” 这种令人眼花缭乱的广告语句只是为了迷惑我们。也许还有更好的理由，一个我们不想费力

去发现的理由。种种迹象表明，公司花费在营销上的精力很可能比花在主要工作，即*工程开发*上的精力多得多。

不过还是有些公司很谨慎，尽可能地避免误导客户，因而相当注意器件的性能，这是一条令人振奋的消息。例如，如果他们的器件在某一应用中并不合适，或存在特殊的缺陷，他们宁可告诉你事实，也不会把器件卖给你 (希望待时机成熟时你再来光顾)。这相当公平。

硬币的另一面我们称之为市场炒作， 与功能错误的 IC(我有时称其为*硅树脂*(silicone) 芯片) 有关， 这是一个令人遗憾的问题。这样的产品在迅速扩散， 而制造商很少将它们召回，甚至连错误都不肯承认。作为潜在客户， 如果你能事先知道你挑选的 IC 是耐心等待着你的泥潭，也许会避免令人头痛的调试。 我所指的不是有轻微制造公差或是一些古怪小故障的 IC，因为这些问题太常见了，我指的是一开始就存在*概念性*错误的 IC。电能不会宽恕人，如果你不遵守基本原理， 有朝一日它会回来纠缠你。这种事如果真的发生，包括本书在内，没有一本书会支持你的想法。

让我们来看几个半导体公司犯过的代表性错误。

- **峰值电流模式控制的 PFC 控制 IC**。这是 Microlinear 公司十多年前的早期产品，尽管它是业内第一款该类型的 IC，但这家公司并未认识到校正来自于壁上插座*平均*电流波形的唯一方法是采用*平均*电流模式控制，而不是*峰值*电流控制。Unitrode 公司 (现在属于 TI 公司) 正确地认识到了这一点，因此虽然起步较晚，但还是迅速成为了市场主导者。Microlinear 公司逐渐退出了市场，不可避免的是，该公司的许多工程师陷入了悲伤，当时他们肯定以为公司清楚自己在做什么。但很不幸，事实并非如此。多年前我还在德国工作时，当 Microlinear 公司的销售代表向我推销这种 IC 时，这一历史上的错误才引起了我的注意。对了，也许我不该仓促地建议公司雇佣他。
- **最大占空比为 100%的反激变换器控制 IC**。一家大型的模拟 IC 制造商于 2000 年发售了这款 IC，也许世界上不少工程师都还记得它。对于反激拓扑，需要保证开关的*最小关断时间*，使变压器的能量经输出侧续流，同时使漏感复位。因此，如果控制电路希望输出电压上升，使开关一直导通 (100%占空比)，那么变压器没有时间将能量传递至输出端，从而陷入了两难的困境。在该公司的在线论坛中，这种 IC 引起全世界众多激动而愤怒的工程师的质疑，本书就不逐一细说了，可以告诉你的是，在此 IC 发售的当年，我就向该公司反映了上述问题。
- **电压模式控制的现代推挽式 IC**。这是由一家大型 IC 制造商于 2003 年发售的。幸运的是，目前大部分人已经知道，避免推挽式变换器变压器磁芯饱和以及不平衡的方法是采用*电流*模式控制，而不是*电压*模式控制。因此当听说这家公司只制造出半桥式电源的评估板 (也称为 EVB)，并不提供推挽式电源评估板时，你就不会觉得奇怪了。电压模式控制的确适合于半桥式拓扑。但出人意料的是，显然没有人被警告过 “不要用这种推挽式 IC 制作推挽式电源”。
- **1MHz 的 “仿电流模式控制” 降压式 IC**。2006 年，由一家著名的 IC 制造商高调推出，这款 IC 在 1MHz 时的占空比只有 50%，因为它需要 500ns 的较大关断时间 (off-time) 以进行二极管电流的采样 (为了形成 IC 内部开关电流斜坡的仿 “直流电平”)。(顺便提一下，大多数制造商设法使他们的降压 IC 的最大占空比达到

98%~100%。) 结果是即使在最基本的应用中，IC 的频率也不得不降至 300kHz。现在我终于明白 IC 的频率为什么设计为可调的，最初你是否曾认为这是一种优良的特性，并值得为其支付额外的费用呢？此外，如果硅谷中尽人皆知的传闻是可信的，那么仅在几个月之前，该公司本应发售的是一款没有直流电平的"仿电流斜坡"IC。整个设计团队似乎是在无数次的设计复查之后，才彻底相信他们设计的是一款致命的电流模式 IC(即一种不具备常规带噪声抑制功能的电流模式控制)。最后由波特图可见，IC 具有典型的 LC 双极点响应特性，因此实际上采用的是电压模式控制！在这件事情之后，他们做的第一件事当然是解雇了他们的高级应用工程师——一个不称职的家伙。后来，他们费了很大的力气才将局面挽回。500ns 的关断时间就这样产生了决定性的影响。顺便提一句，几个月后，在另一家公司中，我在桌子上发现一份有趣的简历——来自于那位被解雇的工程师。现在，他自己也有足够长的待业时间了。

你可能认为以上几个例子仅仅说明与开关电源有关的问题是十分复杂的，即使是专家也难免犯错。事实的确如此，但只要这些专家具备迅速发现错误所必需的知识，并将故障产品从市场中召回进行重新设计，那么公司仍可以正常运转。夸夸其谈设计不出优秀的IC。

为了说明这一点，我们再来看上面最后一个例子。如今，这家公司无知地将注意力从该系列 IC 较大的 500ns 最小关断时间转移到较小的 80ns 最小开通时间上来。这完全是两码事，它们的影响取决于具体的应用。无论如何，公司都应事先提醒潜在客户 500ns 最小关断时间对他们应用的潜在影响。

很不幸，情况后来变得更糟了。在该系列 IC 所有数据手册的电气特性表中，都有这种产品的应用限制，其中 500ns 只不过是"典型值"(对于大多数电源设计者来说意义不大)。此后，大多数此系列 IC 数据手册的后几页，都用了一段话再一次简要地提到这个问题，并建议工作频率低一些。实际上，对于 50kHz~500kHz 的 IC(于 2005 年末发售)，数据手册甚至并没有提及必须降频。但有趣的是数据手册的设计实例将频率选为 300kHz。原因何在？原话是这样的："本例中工作频率选为 300kHz，这是小尺寸与高效率间合理的折中。" 注意这只不过是对于所有变换器都适用的包罗万象的声明。为什么在此例中 300kHz 被认为是最优值？为什么不是 500kHz 呢？实际上，频率的选择与效率和尺寸都没有关系，之所以选择 300kHz，唯一的原因肯定是受 500ns 关断时间的限制。显然，铁锹不再是铁锹了，它变成一种"由星体核合成材料制作的先进的农耕器具"(根据维基百科中铁和镍的来源)。事实上，在这份长达 22 页详细的数据手册中，完全没有提及 500ns 关断时间的限制。更正一下，有一句话除外，但并不坦诚，它隐藏在第 13 页："当PWM占空比较高时，降压变换器中的开关将被强迫关断 500ns，以保证自举电容能够再次充电。" 这更加令人惊讶，我从未见过任何制造商生产的任何 IC 无法在 50ns~100ns 的时间内为微不足道的 22nF 自举电容充满电，为什么需要 500ns 呢？我突然意识到，公司还乘机利用这一具有创造性的解释将 500ns 的关断时间取了"强迫关断时间"这种独一无二的名字。我猜这种有趣的命名方式会让人本能地认为 500ns 是因正当的理由有意引入的，而且显然大多数客户会将最小关断时间理解为一种主要的限制。很明显，营销成为了一项技能。我希望在解雇了应用工程师或经理之后，公司的 IC 设计者能够同样有创造性地很快修复这个关断时间问题。

我记起一位前任销售经理 (2005 年) 作出了非常巧妙的 (尽管乍一看有点轻率，但很直

接) 形容:

“情况有所不同了，但当我们决定发售一款 IC 时，我们知道它有缺点……我们不把缺点叫做缺点……我们只是称其为瑕疵……关键是，当你站在这里，(我们让你) 朝那边看，当你站在那里，(我们让你) 朝这边看……用这种方法让他们看不到缺点……哈哈哈！”

(他的狂喜无疑让人印象深刻，这个家伙。至少我会因此而记住他。)

1.4 寻找解决问题的方法

任务看上去很棘手——尽管从表面上看，一台典型的开关电源很简单 (至少从电路板上的元器件数目的角度来说)，但它有可能包含现代电子学中最困难的挑战。即便是经验丰富的工程师也会在几周甚至几个月内为类似于过热或开关不可靠这种简单的故障绞尽脑汁。问题可能潜伏在任何地方——控制电路、磁性元件的设计或选择、其余元器件的选择或质量，甚至是整体组装 (PCB、焊接、接地、散热等)。而且，所有这些潜在因素以及它们各自的故障现象之间还存在着强烈的相互影响。解决一个问题可能加剧另一个问题，或者将别的问题暴露出来。就像一个气球，你按下一端，另一端就会凸起。最终，你必须学会从各个方向同时按下气球的技巧。只有这时，你才可以认为问题确实解决了。

把自己想象为一只意志坚定的猎豹，正在悄悄环视四周，等待警惕性不高的猎物出现。为了每次都能获得成功，你需要时间、耐心和大量的经验。排除开关电源的某一个故障，不会导致另一个故障，这才是最大的挑战。说比做容易得多！由于实际的开关电源涉及几种工程学科之间复杂的相互作用，我们几乎无法做到在不产生影响性能或可靠性的连锁反应的前提下，改变电源的某一处。

1.5 电源中的连锁反应

一天晚上，一位年轻的工程师 (Yongyi) 高兴地回家了，因为他最终解决了问题。他用 UC3842 制作的“宝贝儿”终于能够传递预期大小的功率了。就在第二天上午，他与激动万分的老板 Ng 先生进行了如下的对话。

Ng 老板：嘿，Yongyi，我刚去看了你的实验台，并将自耦变压器稍微调小了一点。我发现十分奇怪的脉冲，我想输出纹波也增大了。

Yongyi：哦，真的吗？我刚换了一个小型陶瓷电容，它接在 IC 的时基电容引脚和电流检测引脚之间。实际上，我只是把电容从 47pF 减小到 33pF，也可能是 22pF，我记得不太准确，但这是非常非常小的改变，先生。

Ng 老板：你为什么这么做？

Yongyi：哦，因为电源没有达到满载，先生。我没有使用阻值较低的检测电阻，因此我想换掉那个电容，而且似乎轻而易举地起了作用。

Ng 老板：你一定是在做梦，你竟然糊涂到把斜坡补偿去掉！你永远不能改变这种电流模式控制 IC 的电容。要是你聪明一点的话，你应该用大一些的电阻与检测电阻并联以调节电阻值，但你竟然那样做！

(如果亲爱的 Yongyi 聪明一点的话，首先应考虑的是他是否还会在那里工作？) 上述威胁到 Yongyi 工作的事件所涉及的技术细节如图 1-4 所示。但此时应留意的是一个更普遍的情况，以上情节也将发生在我们身上，即解决方法 1 和解决方法 2 都有效。如果方法 1 解决

了原来的问题，但同时又引起一个新的 (不可接受的) 问题，那我们就应采用方法 2。否则，问题还是没有解决。

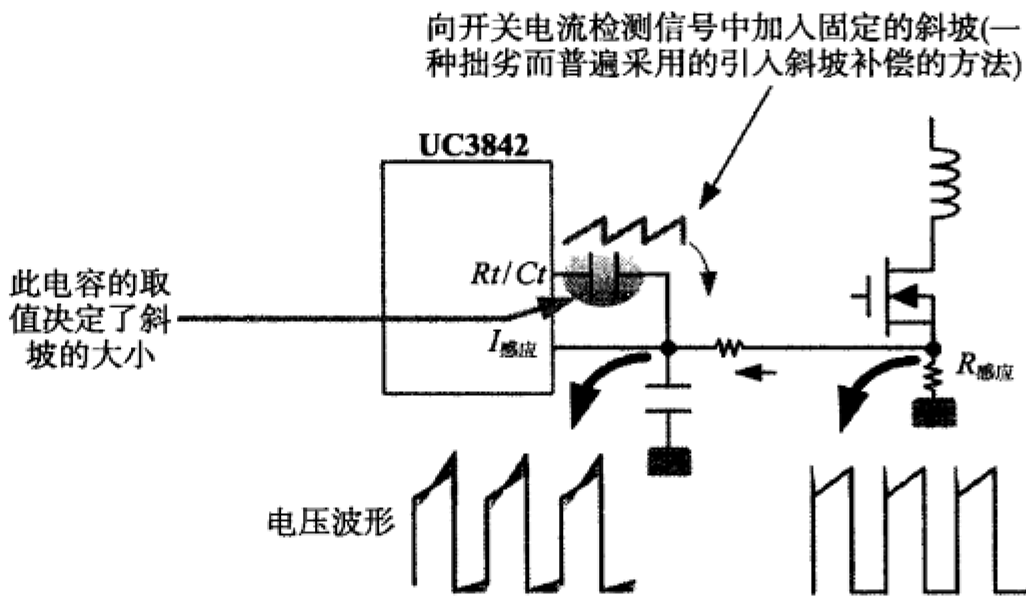


图 1-4 改变电容而不是电阻会造成不稳定

1.6 经验很重要，对此没有假设、拖延或反对

每当我们确定了一种可能的解决方法，必须对它的性能进行全面的测试，以确保电源的整体性能仍可以接受并在规格以内。当然，在此过程中，你的实践经验越多，需要测试的参数就越少。一位经验丰富的工程师也许事先就能知道改变所造成的附加影响在哪些地方可以反映出来，因此他能快速找到可能的原因并进行测试，不仅能确保变换器在设计规格内，还维持了期望的设计裕量。另一方面，新手工程师在宣布故障排除时总是很谨慎，他的确需要相当长的时间去对他的故障排除方法进行评估和确认，然后才能回家做面条、烤饼或德式香肠。最后，他也许还需要再重复检查几遍，然后才能确信方法是有效的，问题确实解决了。

在这种决定性时刻，对于年轻工程师 (以及公司) 而言，另一种快捷的途径是请高级工程师 (更有经验) 对提出的故障排除方法进行快速评估。出人意料的是，几乎没有公司认识到在恰当的时候为项目注入经验的重要性。对他们而言，资源管理只不过意味着为实验室提供足够的万用表和示波器。

但在几年前我就职的新加坡实验室，我们就是非常虔诚地遵循这种做法。我猜对于门外汉来说，我们就是偏执狂，但也许只有我们才知道“只有偏执狂才能生存”(引自 Intel 前任 CEO Andrew Grove 的同名著作)。每年我们都要为一家要求很高的计算机制造商 (即使在今天，仍然因非主流操作系统和便携式音乐播放器而著称于世) 设计和制造数百万个很关键的电源，这个责任已经让我们变得麻木。我们从令人痛苦的经验中得到的教训是：最微小的疏忽都会让你付出代价 (坦率地说，在任何大规模生产环境中，这都是常见现象)。仅仅在实验室制作了一两台样机，把故障排除方法记录下来，确定了最终设计方案，然后轻松地离开，这样做是远远不够的。

注意，“注入经验” 的替代方法是为每个项目雇佣年仅 20 来岁的经验丰富的工程师。原则上，他们不需要额外的帮助 (可能除了来自于公司债权人的帮助)。我怀疑有些公司已经采用了这种方法，但由于某些奇特的原因，公司似乎不愿讲述他们的故事。

某些 IC 公司普遍采用的另一种方法是让一群完全无人管理的助理工程师在黑暗中横冲直撞，几周或几个月后，未犯错者将在竞争者中获胜。出人意料的是，这正是由许多大型半导体公司普遍采用的"一人一项目"任务分配方式造成的现状。对于这种策略，有点风凉话似的解释是分而治之。但我认为这多半是由于想象力的极度缺乏。我们姑且认为老板仍然是懂技术的，会在这种关键时刻帮助我们，但他似乎忙于坐在商务舱里去遥远的泛太平洋地区出差。为避免我们对他的评价太苛刻，请记住他之所以不在是为了公司的长远发展。

多年前我参观了一家大型美国制造商的设计生产工厂，它位于遥远的约哈尔——爱尔兰的一个岛屿。当遇见那位"彼得"时我万分激动，他是工厂的资深工程师，当时很可能是整个欧洲最著名的电源设计专家，其中自有原因。我早已知道即使像西门子 AG (位于莱比锡，我当时就职于此) 这样的大型公司也正忙于拆开并分析彼得设计的历史上有名的大负荷整流器 (对于电信应用来说，整流器显然属于开关电源)。因此在适时饮用了黑啤酒后 (**在爱尔兰，一天约"有 25 小时"，德国为"26 小时"**)，彼得向我透露公司不再指派项目给他了，而是让他担任公司的首席故障检修员 (我认为他把自己当做救火队员)。他告诉我这正是他对在这里工作感到满意的原因，因为"认识到这一角色重要性的公司寥寥无几"。

我可以证明他说的是事实。不久前，当我在这家半导体公司工作的时候，我的老板总是暗示我："Sanjaya，用支付给你的薪水，我能雇佣至少两个刚毕业的大学生了，我可以保证他们可以在两个月内解决问题。"确实如此，他们的很多产品可以为此作证，除了一个无法回避的事实——客户投诉的数量惊人 (没有假设、拖延或反对)。

1.7 不要忽视任何一个问题，问题发生时已经为时太晚

用效率最低的方式制造并测试当今效率最高的电源是错误的。虽然没有人知道细节，但有朝一日，你会受到影响，尤其当你没有注意到问题的迹象时。作为一名精明谨慎的潜在购买者，你应该对铺天盖地的漂亮广告视而不见。如果幸运的话，你可能会愉快地 (然而是暂时地) 迅速发现其中的错误信息。例如，也许你会注意到一些不可思议的错误，比如当所需的占空比超过 50%时，整个系列的简单集成降压开关 IC 几乎无法工作于半载状态。对我而言，很难想象多年以来公司中没有一位工程师尝试过制作一块输出为 18V 或 12V 的评估板，然后将输出短路并随即释放。如果他们制作了评估板，他们就会发现将被客户逐渐发现的，而且是经常性地输出低频振荡和无法恢复的问题。令人遗憾的是，该系列 IC 最终由一家大型公司于 1998 年发售。在随后的 2003 年，数据手册中突然出现了一段由 410 个单词组成的冗长而隐蔽的否认声明，而且看上去是经过深思熟虑的 (对于否认声明，大多数公司的态度是希望工程师们不要深究)。令人惊讶的是，直到今天 (2007 年)，公司的在线工具仍然建议客户毫不犹豫地使用这种 IC 以实现满载运行，而没有考虑到占空比。这很值得思考，他们自己是否读过数据手册，即便是粗略浏览一下？是否还有某些不为人知的秘密？

请记住，这样做会让别人付出惨重的代价：世界各地的工程师不知疲倦地调试出有问题的电路板，有故障的产品在市场中发售，损失惨重的召回，甚至还会毁掉一些有前途的职业，诸如此类，不一而足。然而，为对最初参与推出这一系列 IC 的工程师公平起见，或者完全从统计学观点来看，他们当中的一两个人也许在那些年间已经发现了问题。也许他们的上级

没有长期在身边给予正确的指导 (我认为很可能如此)，也许有人对工程师们说：“嘘，别出声。” 还有一种可能，那就是工程师把它当作不合格的 IC，将其丢弃后继续工作。

对我们而言，这也是一条重要经验，我们决不能忽视任何一个问题，不要做任何假设。无论是正常的、还是因某种并非显而易见的原因无法工作的元器件，我们都要测试和分析。应把所有不合格的 IC 送去做故障分析，直到确认故障确实是非责任性的。例如，如果可以证明 PCB 或其布局是故障的原因，我们将故障排除后就认为它是非责任性的，只有这样我们才能放心忘记它。但是根据定义，这仍然是一种责任性故障，必须对它进行深入研究。众所周知，对于即将发生的毁灭性召回事件，故障元件是唯一能够及时避免这种事件发生的有价值的预警。

1.8 熟练使用仪器

有时所谓的问题仅仅是在描述或测试变换器特性时对仪器使用不当而人为造成的。出现这种问题的确很让人难堪，特别是在从设计到生产每个阶段都被反复提醒的情况下，就更是如此了。走回头路，特别是在一天之内多次走回头路，将表明你不胜任这项工作。因此熟练使用仪器极其重要，否则形势将更加严峻——我们可能发现不了现存的或早期的问题，当 IC 在*客户*手中出现问题时，一切都为时太晚。近来客户们有了一种可怕的爱好，即寻找我们所犯的任何错误。没错，现在我们可以成立一支大型团队，但问题是能坚持多久呢？

1.9 对症下药的故障排除方法

我们迟早都会有这样的经历：十分紧张地坐在内科医生的候诊室，护士们匆忙而紧张地走来走去，因某种奇怪的理由而面无表情地看着我们。我不止在一个国家经历过这种场面，因此我认为我洞察到了不同国家的医生对待患者方式的不同。例如在德国，在他们眼中你可以死一千次，但在他们有了正确的*诊断方法*(需要另一个医生的连署签名) 之前，甚至连一片止痛药都不会给你吃。也许正因如此，大家才把门诊部称为*野战医院*。与此完全相反的是印度，医生们通常立即向患者发一袋令人安慰的彩色抗生素药片。事实上，我记得有时甚至连我的症状都没讲完，医生就已经开出了一张字迹潦草的药物清单。(甚至还大声叫：“下一位！”) 这就是我所说的纯粹而非凡的对症下药故障排除方法 (也许第一种方法用德语叙述最好，但一时想不出太好的词汇来表达)。实际上，有时两种方法都是有效的，但如果希望对症下药的方法长期有效，你需要很好的运气。最关键的问题是上述诊断方法有时是致命的。

将上述情节引申到电源设计与故障排除领域，下面的故事更清楚地说明了对症下药故障排除方法的危险 (和征兆)。

例如，也许你注意到电子镇流器被用于荧光灯的灯座中，其基本原理也是开关功率变换，主要区别是能量最终转换为光能。故事追溯到多年以前，当时我还是一名勉强糊口的工程师，就职于一家大型电子制造商在孟买的中央研发实验室 (把自己看作印度的西门子，几乎涉足了每个电气领域，但几乎总是在亏损)。不知为何，我被派去排除新型电子整流器的所有故障，这些故障困扰了他们很长时间。原来团队的工作地点相距庞大的照明部门几英里，

显然在过去的两年内他们是长篇英雄故事的主角，在创新性的逆向工程中获得了引人注目的技巧。Murthy 博士当时是副总裁，也是研发中心的领导，他对这个项目表现出了极大的兴趣。顺便提一句，他以前是一名才华横溢的物理学家，毕业于 MIT(没错，就是麻萨诸塞州的麻省理工学院)。结果，第一个月我担任他的学徒，很明显他想成为解决问题的那个人。当然，博士不寻常的兴趣也许与以下事实有点关系：公司的 CEO 在孟买郊区创立了他自己的 (私有的) 小型公司，对我们开发的镇流器具有专有生产权 (生产数量巨大)。计划的最后一步是将镇流器再卖给他控制的公司，而采购专员并不觉得这种镇流器是最便宜和最可靠的。很不幸，客户也许有自己的主见。没错，利润十分关键，他们也知道自己负担不起由大规模召回或顾客抵制购买所造成的损失。危险如此之多，但显然你有理由相信等待真正需求者的是不合时宜的推销。唯一的绊脚石是镇流器中构成 H 桥的那一对该死的晶体管，因为它们发热严重而且不可靠。

接下来的一个月，博士每天晚上都冷不防地出现在我的实验台前，手中挥舞着他刚刚手工计算出来的结果。在眉飞色舞地粗略解释了一番后，他要求我以最快的速度将他迷人的新想法变成现实。一两个小时后他再次出现，不耐烦地等着我启动电路，并大声喊道："注意，这回管子的发热会非常小。"因此我打开了镇流器，运行了约 5 分钟，然后拔掉与 240V 交流电网连接的插头。(当然是为了避免我敬爱的师傅触电！) 然后博士激动地弯下腰摸了一下暴露在外面的晶体管散热片，如果你曾将手伸进狮笼被狮子狠狠地咬过一口，你就会明白博士当时的感觉了。好在楼里当时没有其他人，他的尖叫声只在墙壁之间回荡。在接下来几周的正常上班时间内，我们都装作若无其事，这件事成了我们之间的小秘密。

但是有天晚上我偶然发现博士怒视着镇流器说道："每次我都是毁在几个元件上面！"当风暴平息之后，接下来的一个月我成了项目的实际负责人。我就是这样解决了所有的问题，并将原料成本降低了几乎一半。我想我是幸运的。

与其告诉你我是如何独自而英勇地降低了成本，还不如先来说一说原先的成本为什么那么高，而可靠性却那么低，因为这确实是个大问题。请注意图 1-5，并设法找出其中包含的工程经验，我们尽量表达得不过于专业。此图清楚地说明了原来的团队到底做了什么，对症下药故障排除方法的不足 (即盲目地针对症状本身，而不是起因) 完全暴露出来。最初，他们改进了晶体管的基极驱动信号，结果降低了工作温度。然而，他们的解决方案成本太高了，需要在车间中对磁导率进行费力的匹配。随后，为了使晶体管在异常状态测试中完好无损，他们采用了额定电压很高的器件 ("让我们换一个更结实一点的晶体管")。也许他们没有预料到，器件的额定电压越高，正向压降也随之增加且开关转换时间更长。因此这种措施的开关损耗和传导损耗都急剧增大，温度也大幅增高。为了解决这一新出现的问题，他们又采用了昂贵的铝挤型散热片。也许他们认识到这样做对提高效率是无济于事的，但似乎值得一试，可是在异常状态测试中，晶体管以惊人的速度接二连三地烧毁。接着他们又尝试了价格不菲的机械式热断路器，它安装在散热片上，距离每个晶体管均为几厘米 (在两个晶体管中间)。这种办法也没有起到作用，因为在突发的异常状态，功率晶体管总是迅速变热，散热片在短时间内难以起到散热作用。随后，陡峭的温度梯度使晶体管的结温与散热片的温度不再是简单或可预测的关系。显然他们只能拨打中央研发实验室的电话了，但我认为公司的总裁不得不出面了，让这群拒不服从的 ("可以做"，但 "什么时候做") 工程师承认他们极度需要帮助。

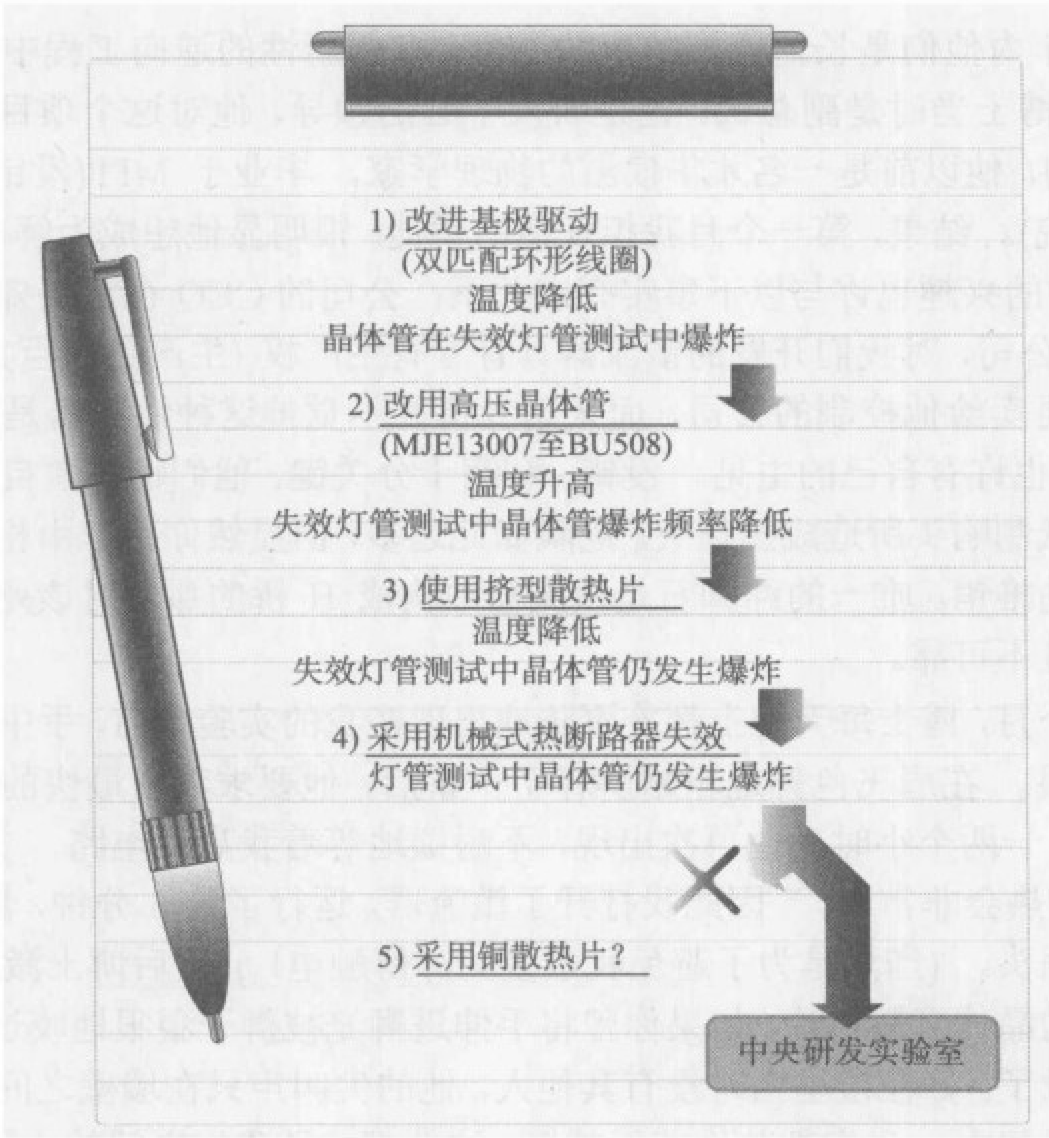


图 1-5 冒险的对症下药故障排除方法

多年后在新加坡，我们用一种特殊的热合成导电胶来解决 TO-220 功率晶体管塑料外壳上热敏检测电阻的过热问题。我们由经验判断，即使在异常状态下，结温与热敏电阻检测到的温度的差别不超过 10°C。例如，我们希望晶体管在温度达到 150°C 之前关断，只需将热敏电阻测温电路的阈值温度设为约 140°C。天气特别炎热时外壳内的温度会更高，按照上述做法，还可以确保在这种情况下也不会出现令人讨厌的故障。

顺便提一下，请谨记任何机械式元器件都将使成本大幅增加，例如开关、继电器、连接器、散热片等。机械元器件的长期可靠性也相对较低，因此尽可能不要使用它们。由于它们经常出现间发性故障，因此难以调试——间发性故障是最难以发现和分析的。例如，在开关电源的设计和故障诊断中绝不能再使用小型旋转式电位器了！将固定阻值的电阻焊在电路板上，每一步都不要怕费事，如有必要的话，即使当需要轻微改变电阻大小时，也应将多个电阻并联。另外，宁可使用基于热敏电阻的电子锁存器也不要使用机械式热断路器。不要忘了 PCB 本身也是一种大型的机械装置，当然它是无法避免的，但至少应选用质量好的电路板。然而即使采取了预防措施，我还是在许多案例中发现，由于某些奇怪的原因造成某些埋孔的电气连接出现错误。如果你轻轻弯曲电路板使接触良好，变换器又变得正常；松开后，那个引脚几乎成了摆设。为了避免这种迟早都会发生的故障，可以采取某种形式的冗余，这样做并不总是增加成本。因此即使在一个通孔已经够用的情况下，我总是再额外将几个通孔与其并列布置。这样做不仅减小了电感，另外如果其中一个通孔有故障，其他通孔就派上用场了。

还应牢记：无论是电子的还是机械的，任何保护电路在某些情况下都会成为故障的起因，甚至会造成危险。因此当开始排除故障时，我通常都设法将所有的辅助电路去除，例如过流保护、过压保护等。这样就可以确定核心部分，即开关功率级的特性。只有在确认了这一部分没有故障之后，才重新将辅助电路逐个接上，直至问题再次出现。利用这种方法，可以迅速找出哪一个电路模块是故障的起因，随后再对问题进行深入分析。这个过程就像是先录下一段逐层剥洋葱的录像，然后将其反向播放 (剥洋葱的逆过程)。在排除更复杂的电源 (例如 AC-DC 型) 的故障时，这种方法尤为有效。

再回过头看镇流器的例子，由于使用了大型铝挤型散热片 (热容量相对较大)，所以变热所用的时间明显更长。当晶体管的温度急剧升高时，热断路器需要较长时间才能动作，但已为时太晚，因为那时镇流器已经成了星期天早上的烤面包。也许让工程师们百思不得其解的是即使降低了稳态运行温度 (利用散热片)，异常状态测试中故障也还是发生得更频繁了 (尽管使用了他们生产的最新型三次扩散 1500V 水平偏转晶体管)。我怀疑在这--点上他们没有得到过指导和帮助，他们应该选用厚的铜散热片，使热断路器在最短的时间内发生动作。

我们遇到的是一种令人苦恼的不常见的故障模式，一个故障导致了一个接一个的故障。在某些自作聪明的圈子中，有时将这种现象称为尼克松定律："如果两个错误加不出一个正确，那么请试一下三个错误。" 对于电源而言，这叫做对症下药的故障排除。

我们最初获得的建议是：培养以支撑理论为视角去看待任何实际问题的能力，以实际的眼光看待理论问题。如果不愿意这样做，就别指望找出有效的最优解决办法。我想我之所以成功地解决了问题，正是遵循了这条原则。首先我制作了一个教科书式的基极驱动电路 (成本很低)，但是不得不回过头复习基本原理并进一步学习驱动 NPN 功率晶体管的最佳方法以及所需的精确驱动波形等。随后我制作出一种 "对称–不对称式驱动电路"，我认为为两个晶体管提供对称的驱动波形 (为了避免交叉导通) 是明智的。在整个铁氧体和晶体管的生产过程中，驱动电路能保证这种对称性，而不必再考虑两个晶体管基极驱动电路中磁芯的屏蔽和匹配。以上方法使我立即彻底解决了稳态时的温度问题。由于温度的降低不只是通过采用大的散热片来散热，而且还通过减小损耗来实现的，所以效率也得到显著提高。此外我还发现它并未使第二个问题 (异常状态时的故障) 恶化，我的方法是有效的。

随后，我仔细地查找了引起第二个问题的原因，即异常状态测试时晶体管为何会烧毁。首先需要目测示波器上各种各样的波形 (调查阶段)，接着我查阅了许多资料并思考了很多 (分析阶段)。最终我发现仅需将一小段附加绕组接在保护电路的扼流圈上，保护电路由两个小晶体管组成 (构成了一个典型的 NPN-PNP 锁存电路)。这样就解决了第二个问题，而且成本很低。我必须确保两个解决方法对性能的其他方面不会造成任何附加影响。所以对于第二个方法，我必须仔细计算附加 (能量复位) 绕组的精确匝数。

如果有兴趣的话，可在我前一本书《精通开关电源设计》的附录中查看上面讨论的镇流器故障排除方法的技术细节。在本章，我只想讨论从中获得的教训，所以呈现给大家的只有故事的演员和道具。

回想一下，正是对理论的深入研究，对问题起因的完全理解，以及尝试落笔去解决问题才使我转危为安。因此如果你的实验室中没有计算器，甚至连一沓纸都没有，那么你很有可能采用对症下药的故障排除方法，这样等待你的是彻底的失败。

1.10　因果关系是第一个灾难

我们可以从类似于上面的事件中提炼出几条重要的经验，列举如下。

1. 设法将问题分开考虑，因为表面相同的问题并不意味着是同一个问题。因此晶体管变热并烧毁未必是同一问题，因为只要发热，晶体管就会烧毁。
2. 当然，随后应该可以看出问题之间是否有相关性。有时一种故障原因会产生不同的症状，例如，不佳的 PCB 布局可能使输出调节变差，也可能造成器件损毁。
3. 同样，同一故障现象也可能是由多种原因引起的。例如，开关在电源启动或掉电时发生故障，变压器设计不当以及控制电路占空比的限制会共同造成 AC-DC 反激式电源的开关应力过大，因此实际上要排除两个故障。另一个例子是同步降压变换器中的直通故障，可能是由死区时间不足或 MOSFET 选型不佳造成的。再来看更复杂的问题，例如，电流模式控制的非同步降压变换器输出短路时器件损坏的原因是：开关频率过高且最小开通时间过大，另外二极管的正向压降过低，造成关断期间流经续流二极管的故障电流未能充分下降，电流不受控制地阶梯状上升，限流电路未能起到任何作用。参见图 1-6 可以更好地理解故障原因。

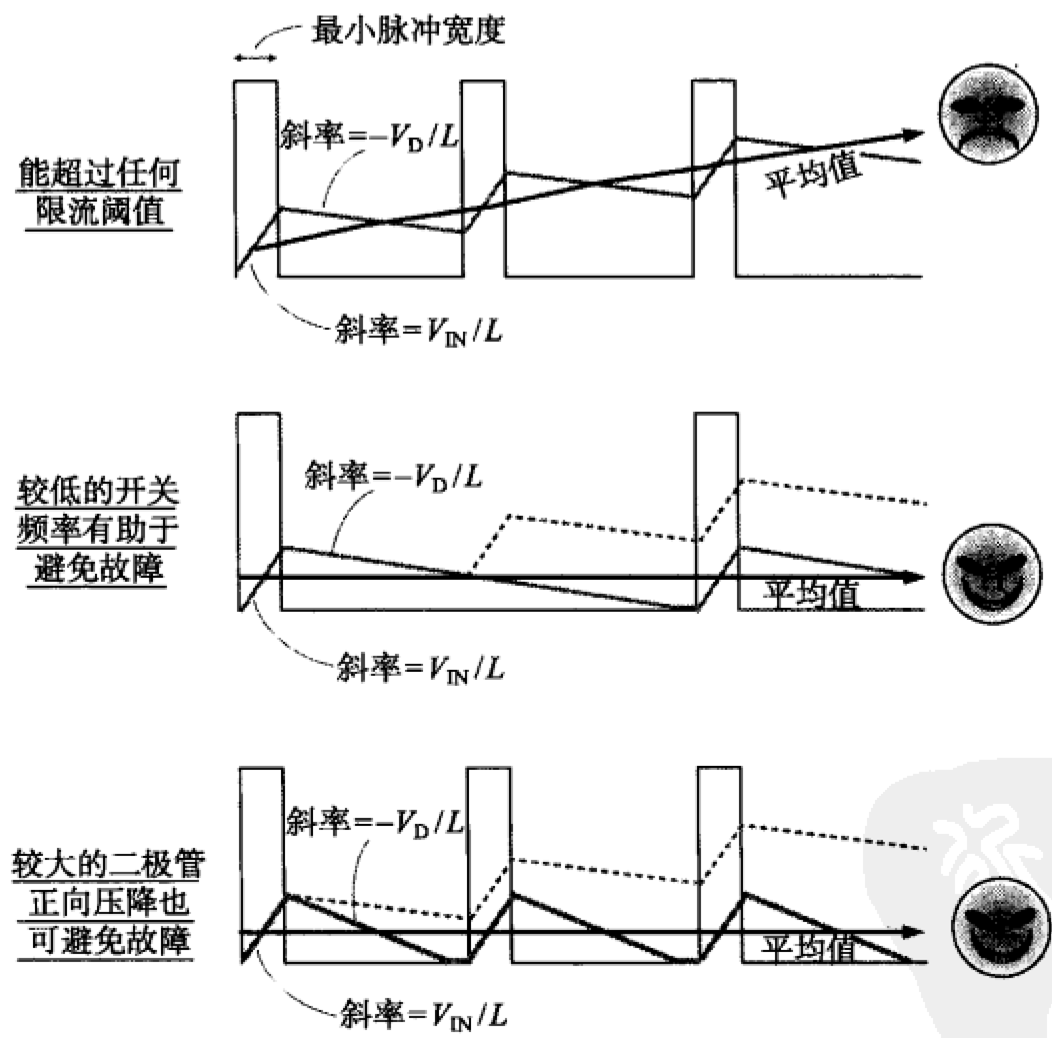


图 1-6　电流不受限制地逐步上升问题及解决方法

4. 最难以分析和排除的故障可能是连锁反应故障。例如，众所周知，AC-DC 电源的开关在某种条件下会发生爆炸。片刻之后，MOSFET 源极的检测电阻因电流过大而断路，使巨大的浪涌电流从熔化的 MOSFET 漏极转移至栅极，并流入控制 IC。在控制 IC 的接地引脚焊接线烧断而且控制 IC 损坏后，电流（由电感能量释放形成）最终经 PCB 走线流入几英寸之外的光耦进行续流。在观察者看来，相距几英寸的开

关和光耦似乎同时爆炸。也许二次侧的某些元件还会接着爆炸，例如 TL431。上述过程如图 1-7 所示。首先，你不应认为光耦先发生故障，从而造成开关损坏，这是本例的另一种情况。你更容易凭直觉认为故障发生的顺序与以上*刚好相反*，但原则上你不应忽视这种微小的可能性。听取别人的意见和想法总是很重要，正如下面这个例子。假设 TL431 发生奇怪的振荡，并造成开关爆炸，导致了上面提到的连锁反应，随后也造成 TL431 自身的损坏。原因和结果最终趋于一致——假设使作出假设的人很苦恼。(我就是其中一个，在现实生活中我经常这么做——开始做一连串的事，经过完整的循环后，最后又被第一件事困扰。) 几年前当我们申请 UL 认证时，确实发生过光耦故障事故。我们发现为了使电流远离 IC(并且避免使电源重新正常运行所需的大量重复性工作)，成本最低的方法是用一个 18V 的稳压二极管与 MOSFET 栅极并联，在图 1-7 中将它显示为灰色。开关损坏后稳压二极管不能被短路，它保持原来的状态，直到保险丝熔断并且电感能量消耗光。采用了这种方法后，UL 试验时安全屏障 (此时是光耦) 就不会再烧毁了。实际上，这也是我们最终在商品化电源内加上这个栅极稳压二极管的唯一原因。对我们来说，成本问题始终很关键，即使增加 1 美分的原材料成本也需要足够的理由。然而当排除 AC-DC 电源故障时，我现在总是在最初的样机中加上这个稳压二极管 (在 PCB 设计阶段加上它)。在爆炸发生后 (平均每天三次)，除了输入保险丝、MOSFET(肯定有它)、检测电阻、稳压二极管之外，无需再更换其他元件了。

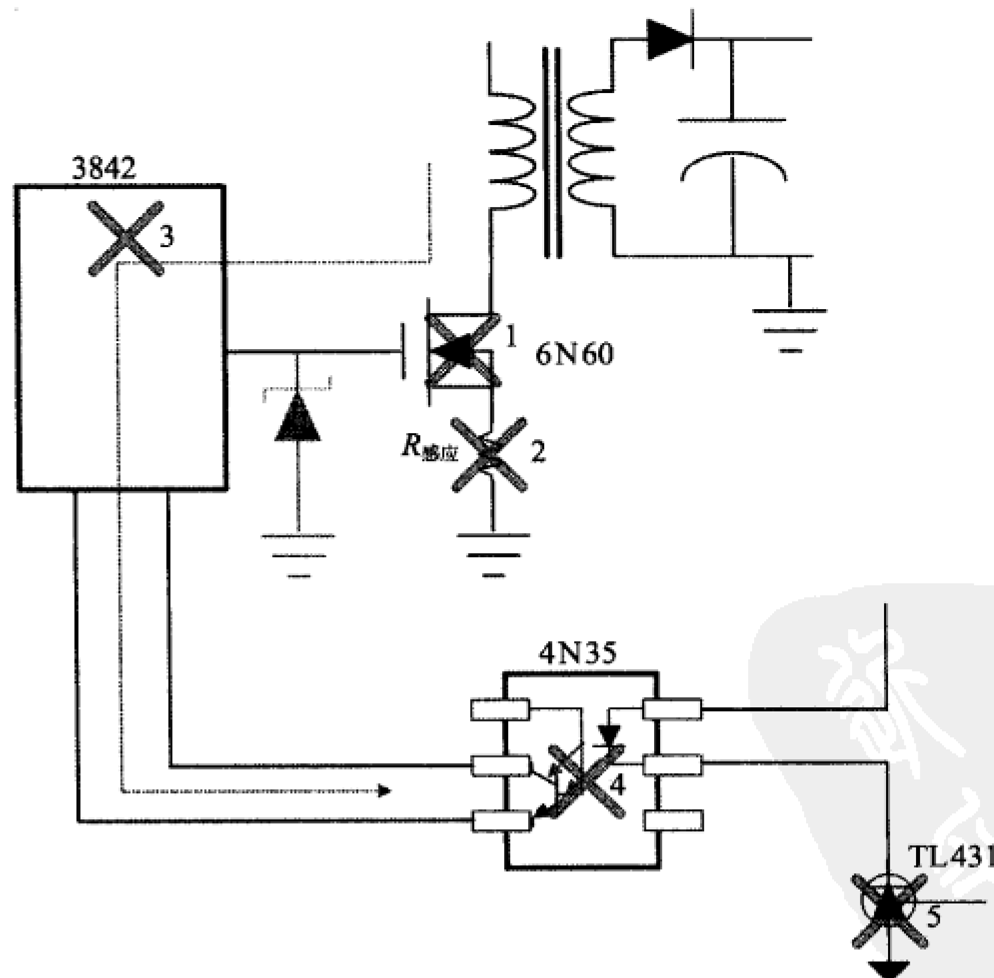


图 1-7 连锁反应造成几英寸外的光耦损坏

5. 需要考虑的另一种可能性是*潜在运行模式*。可以说这是一种最难发现的故障，因为在此之前你甚至不知道这种特殊运行模式的存在。原因也许是控制 IC 的缺陷，也许不是，也许它本来就存在。例如有一次，每当 270V 的交流电突然施加在基于 3842

的反激电源输入端时，MOSFET 就出现了少见而神秘的故障。在做了大量的研究和分析后，我最终证实了我的看法。故障是这样发生的，如图 1-8 所示，交流电突然施加时，MOSFET 漏极电压必然也突然增加，由升高的 dV/dt 产生的电流流过漏–栅间的寄生电容，拉高了栅极电压。尽管栅极连接了 10kΩ 的下拉电阻，但显然这是不够的，栅极还是存在很大的浪涌电压。3842 之所以不能避免紧接着发生的灾难性故障，原因是它还没有完全上电，其栅极驱动引脚 (OUT 引脚) 实际上输出的是*高阻态*。这就是这种常用控制 IC 的潜在运行模式，在此之前并未引起我们的注意，我想我们并未考虑到这一点。最后为了解决问题，我们改变了 MOSFET 栅极下拉电阻的取值，在以后的样机中，电阻从 10kΩ 改为 4.7kΩ，故障从此没有再出现。我们从中懂得了什么是*有备无患*。

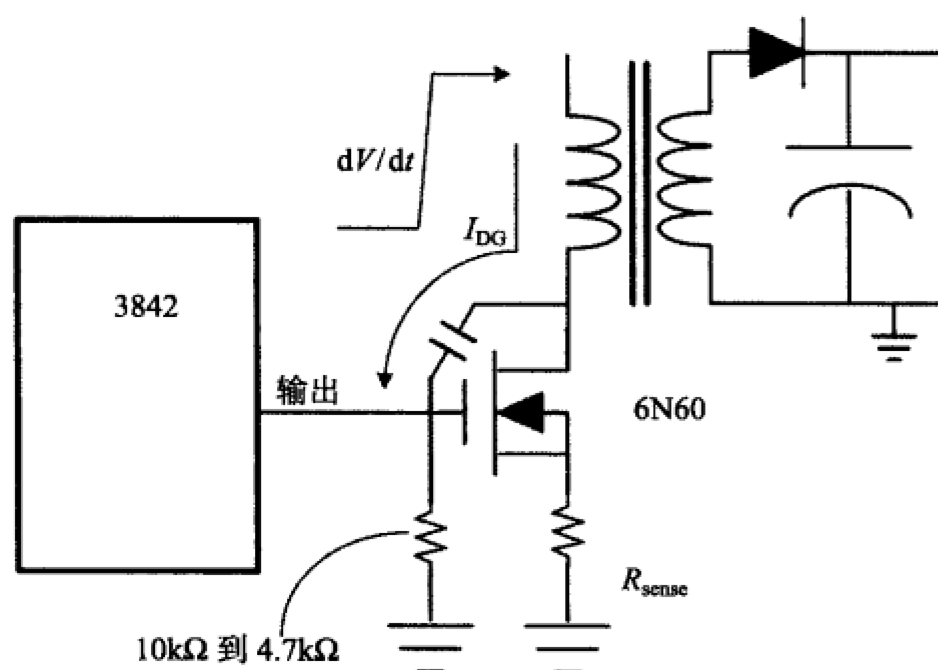


图 1-8 启动时 MOSFET 的错误开通

迟疑不决是一种理性

还有另一个实际问题需要克服。还记得有多少次我们匆匆写下让人印象深刻的计算过程 (甚至根据计算制作了电路)，但没想到结果是令人尴尬的错误吗？原因是令人难忘的，可能是以下几点：a) 字迹潦草难以辨认；b) 公式中遗漏了系数 $\sqrt{2}$；c) 单位错了；d) 当将某一项从等号一侧移到另一侧时产生的计算错误；e) 记下的公差为 20%，但实际上应该为 ±20%，即公差带为 40%。

2005 年的一个热点事件是西雅图两辆相向行驶的单轨列车发生相撞，责任追溯到 1988 年的一个工程性错误，两个铁轨布置得太近了。有人能给我一把尺吗？

我最近看到这样一条消息：1979 年，美国的 5 个核反应堆暂时性地完全关闭，原因是测试反应堆抵抗地震的程序使用了变量的算术和，但本应使用变量平方和的平方根。事实上，我在计算波形均方根值的时候也经常犯这类错误。

1985 年，战略防御计划组织执行了一项简单的试验 (因此他们应付自如)，全体机务人员需要对航天飞机进行定位，使安装于飞机一侧的镜子能够反射来自于海拔 10 023ft(1ft=0.3048m) 的山峰上发射的激光束。但控制航天飞机移动的计算机程序将接收到的海拔单位取为海里 (nmile，1nmile=1852m)，因而程序将航天飞机定位在能够接收海拔 10 023n mile 山峰上发射的激光束的位置，但这座山并不存在。

1999 年，一架价值 1.25 亿万的火星探测器不可思议地失事了，后来发现原因是程序中混合使用了英制单位和十进制单位。

仔细研究上述最后一个例子，你会发现它很有趣。我怀疑后来他们是否变得机灵些，将所有犯错误的工程师解雇呢 (将军，送他们上断头台)？他们会把 “不忠的计算机” 从大厦 D 座的楼顶扔下吗？(“我知道了，现在所有错误的背后都有国防部长盖茨的影子。”) 好在没有，因为美国国家航空航天局 (NASA) 的一位重要人物发表了恰当的观点：

> 人们有时会犯错误……但现在问题 (不是错误本身)，而是 NASA 系统工程出了故障，在此过程中各部门间的相互制衡使我们未能 (发现) 错误。(括号中的文字是作者添加的。)

(根据这一逻辑我可以指责出版商了，因为我的三本书中有不少打印错误！)

作为推论，如果在大型团队 “不怀疑别人” 的环境中工作，对于同事提供给你的数据，你自然是深信不疑的，核实其中的一个数据都会让你感到十分内疚 (甚至觉得自己很卑鄙)。但我的问题是，相互间的制衡在哪里？就像我在序中写道的：在你犯错之前就帮你发现错误的人是你在公司中最好的朋友，因此帮助他们就是帮助你。当有人告诉你会把事情弄糟时不要太戒备，要感谢他们，因为至少现在你不会再那么愚蠢。

至少对你来说，可以学习用自动化技术来减少错误的发生 (在任何时候都行得通)，并让你不受约束地全身心思考问题的本身。像使用其他任何工具一样，应明智而正确地使用电脑。问题不在于电脑，最后一个没有解决的问题也许就是你，因为你未能认识到或不承认自己需要学习使用电脑。好消息是，一旦你克服了最初的困难制作完成一张经过验证的电子数据表，那么以后的生活就轻松了 (而且更精确了)。按下一个键，你就能完成重复性的工作，无需每次都重新做计算，错误也不会成比例地增加。也许你偏好使用 Matlab、Excel 或其他软件，我的选择是 MathCAD(因为我只会用这个软件)，它完全满足我的要求。我发现可以很容易地用它生成一份易读而清晰的报告，或者为我的应用团队准备一份简单的学习指导，甚至以文本的形式发给有需要的客户。

同样，出于理性，我们应仔细记录每一个用示波器观察到的波形 (当然前提是波形看起来有意义)，记下输入输出电压、电流、特定的应用状态 (即由启动至短路)、其他引脚的状态，等等。别忘记随时密切注意每个通道测量的是什么信号，(否则，等一下麻烦就来了：“快来看，我把一对零点分开后，启动过冲可以忽略了……哎哟，这一定是使能引脚的波形，不是输出波形。”) 还要记录波形是一次性的还是重复性的。另外，还可以为指定的元件 (IC) 编号并记录下来，如有必要的话再将 IC 送去做故障分析。记录当时 PCB 的任何异常，例如钩在上面的电流探头是否会引起问题或者使问题加重？否则，随后你坐在阳光充足的办公室里分析数据，得出的结论只会像你朦胧的记忆一样理想。仅仅几天以后，你再也记不起示波器上的任何波形。你分析数据的能力会越来越强，经验会越来越丰富，但具有讽刺意味的是，你越来越有可能忘记数据是怎样得到的 (他们把这一过程称为成熟)，现实是如此地残酷。我经常呆呆地望着桌上打印在热敏纸上的示波器波形，自问究竟是谁令人信服地忘记了我的笔迹。

1.11 从 (别人的) 错误中获取经验

从你的、我的、我们的和别人的 (最好是别人的) 错误中获取经验是一种终极思想。不

断质疑自己的论据和臆断，我们才得以坚持到现在。像臭虫一样自命不凡 (“嘿，从今开始我是专家了”) 是有百害而无一利的，从长远来看，这样做最容易导致灾难。如果你不信，试着把你最新的让你得意的理论大声告诉你的同事，也许你会突然发现它听上去是多么地不能让人信服 (甚至无法让你自己信服)，你结结巴巴地转而请求别人的帮助，这真是一个 180 度的大转弯，结果与你想象的并不一致。除非你是真正的专家，我会脱帽向你致敬，当然我脱掉的是一顶工程师的帽子。

在功率变换领域，最显而易见的结论通常是错误的，充其量也是无法应用于实际的。如果我们仔细考虑一下，会发现需要使用完全不同的物理定律，这也是最常见的情形。这时我们通常会窘迫地从阶段总结会议中偷偷溜走，并喃喃而语：“我有要事去办，很快回来。” 令人惊讶的是，我们在不同的时候都经历过这种场面。

但如果 10 年之后你仍未学会如何从自己的错误中获取经验，就不能看作是人为失误了，那样太仁慈了。无论是什么样的人，都应该会修正错误。例如，2006 年价值 1.54 亿万美元的火星环球探测器出现多种问题而使项目提前终止，一连串事件背后的人为失误在 2007 年引起了人们的注意。根据 NASA 的说法，他们的工程师在进行程序升级时错误地发送了一连串的指令。“由于现有错误诊断规程存在不足，他没有发现错误……如果规程更严格一些……事故就不会发生了。” 他们的委员会主席说道。她只是忘了说 “如果时光能倒流”。

1.12 与解决问题有关的问题

正如我之前提到的，遇到困难时应毫不犹豫地厚着脸皮使用 Google 搜索一下。在别人分享经验的基础上，你会很快找到问题的答案。网络确实加快了我们学习的速度，而且幸运的是大多数工程师乐于分享。你不必再指望你在咖啡机附近遇到的某个人当场向你提供一些有意义的建议。你现在需要的是正确的态度。

下面一段有趣的文章最初发表于 2003 年 1 月的《设备安装工程杂志》，作者 Ronald L. Hughes 是 RCI 公司的高级顾问兼培训师。文章是完全引用的，最精彩之处使用了**黑体**。

> 问题解决能手目前是最受欢迎的，大多数公司和组织早已选定了问题解决能手并认为他们是最有价值的财产。他们的知识和技能是公认的，他们的任务就是解决最重要的问题。情况既然如此，问题就来了，为什么还是有如此多的问题？当我们发现与每天都要面对的更紧迫的问题相比，解决问题的学问处于次要地位时，答案就显而易见了。这些直觉中的时间约束撕去各种各样的伪装，抬起他们丑陋的头颅，这就是解决实际问题的方法没有得到理所应当的努力和支持。常见的回应是：“我们没有时间去分析问题，只能解决问题。” 我认为**如果我们真的有时间一遍一遍地解决一个问题，那么我们同样有时间分析为什么问题会出现**，并采用正确的措施消除或显著减轻问题造成的后果。
>
> 真正的问题所在是我们没有足够的问题解决能手，解决问题所需的时间越来越多，为真正需要解决的问题分配的资源越来越少，对公司也越来越不利。这种现象值得进一步研究。
>
> a) 解决问题的捷径

作为管理人员，我们需要立刻得到问题的答案，这是义不容辞的责任。我们希望问题马上得到解决，这样才能着手处理日常工作中更迫切的任务。作为管理人员，当我们持有“把问题解决，以后再分析”的态度时，必须明白对下属说了什么。我们的所作所为显然表明我们没有时间去解决任何一个问题，简而言之，就是不允许解决问题。这种态度在公司中蔓延，促进人们走解决问题的捷径，例如更换零部件。技术人员采用所有可能的快捷方法尽快使设备或工序再次生效，更换零部件是最好的方法 (基于过去的经验和成功)，直至设备或工序使生产再次启动。这显然不是我们应该提倡的，也决不应该这样使用这些技艺精湛的技术人员。对于全体雇员、公司的正常运作和成本来说都是适得其反的。

b) 脱离现实的解决问题方法

由于对使用分析技巧缺乏理解，在分析问题时，大多数人所采取的方法**脱离实际**，缺乏结构上的逻辑性。我们没有向分析者提供必要的工具是造成这一现象的主要原因。简而言之，如今许多分析者缺乏正确和必要的指导和培训来获得期望的结果，即排除问题。没有这些工具，分析者们只能转而使用本能的分析技术，即推理、感知、假设、直觉，以及阅读别人写的报告。

c) 推理

所谓推理，是人们根据个人的逻辑系统所做的决定。例如，90%以上的轴承损坏事故都与某种疲劳机理有关，所以人们倾向于将所有的轴承损坏事故与某种类型的热疲劳或机械疲劳联系起来。问题是如果轴承还是一再地损坏，分析者可能会寻求并不存在的原因，即根据推理寻找诱发疲劳的原因，从而忽略了引发故障的其他可能性，如超负荷、腐蚀或磨损。

d) 感知

感知就是通过五种感官获取的信息，它们经常欺骗我们，使我们得出与事实不符的结论。例如，你**认为自己看到了火焰，而你的感知却告诉你闻到了烟，那么就被感知欺骗了**。这是一个恰当的例子，光的折射通常被曲解为火焰的闪烁，于是观察者闻到了烟，有时甚至感觉到了热。我们看到的不一定是我们认为自己看到的，听到的不一定是我们认为自己听见的，理解这一点很重要。严格地对待事实可以消除感知带来的误解。在以上例子中，很容易证明火焰确实在燃烧，并非是电气短路产生的电弧，也不是用于视觉探伤、来自于发光面并折射到事故区域的光。

e) 假设

假设对解决问题的人造成了阻碍，因为它往往将条理或规则施加于并不存在的问题上。例如，为管道法兰的安装施加合适的力矩，此时的假设是正常运转时螺栓的夹紧力能够确保法兰表面与垫片材料间的密封性能良好，但实际上决定夹紧力的不是加在螺栓上的力矩大小，而是张力有多大。上述假设完全忽略了装配时紧固件的螺纹 (预负荷)，还忽略了这样一个事实：一旦系统变热，某些紧固件将使法兰盘的张力增加，而其余紧固件的螺纹张力将减小 (最终负荷)。分析这个例子的时候，要注意上述全部假设。法兰面是均匀排列的

理想正方形，并在整个工作工程中维持不变，装配时机械紧固件的外形良好，相当于理想的弹簧。因此每个紧固件力矩与张力间的关系是理想的，法兰装配过程中系统的运行状态不影响螺栓的张力。

f) 直觉

直觉是一种本能的感觉。研究表明，我们的直觉在 70%的情况下是正确的。但问题是另外约 **30%的情况下直觉是错误的**，所以问题依然没有得到解决，直觉将我们引向错误的方向。然而，如果没有在运用分析技巧方面受到合适的训练，分析者将继续依赖他的内部逻辑系统，即直觉，去分析重复发生的问题。

g) 听取别人的建议

我们都认识一些十分值得信任的人。当我们遇到困难向他们求助时，期望他们给出可靠的观点和建议。获取他们的指导，并根据他们在以往成功经验基础上给出的建议采取行动，这种做法是相当普遍的。只要我们谨记他们也是采用上面讨论的分析工具，即推理、感知、假设和直觉来给出建议的，那么这样做并没有什么不对。简而言之，**他们也会犯错误**。

那么如何避免分析解决问题时脱离实际呢？问题的解决之道在于严格遵循符合事实的信息，而不是采用任何分析工具。

h) 基于事实的分析

基于事实的分析会避免“要是……又怎样”的情况出现，**始于事实，终于事实，你拥有的是事实，不是推测**。道理听上去很简单，但经常被人们忽视。在逻辑分析过程中使用简短的推理步骤，并且每一步都对正确性进行核实，这是问题的关键。采用这种简短的推理后，所有的逻辑破绽都将被消除。另外，经过逐步核实后，分析的正确性是不证自明的。当全部可能性都被考虑到，所有的假设都被证明是合理的时，人们在分析时将满怀自信。

也许对故障分析为何失败的分析是你做过的最有趣且最有启发意义的分析。完全从理论上来讲，**故障分析是不可能失败的，那么失败是怎样造成的呢？答案（根源）常常与问题解决者自身关系密切**，与他们的管理支持团队也有一定关系。

i) 解决问题的人

解决问题时出现的问题往往出在解决问题的人身上。未经过训练的分析者倾向于采用前述脱离现实的问题解决方法，从故障直接判断出引起故障的原因，进而造成了失败。人们思考问题的方式是直来直去的，但人们未能认识到**问题很少以直来直去的方式发生**，或者说问题的诱因不是单一的。不使用简短的逻辑推理步骤将造成问题解决过程中缺少问题分析这一步。

j) 顺序和方式

宇宙中的每一件事都有发生的顺序和方式，故障也不例外，关键是如何发现它们。首先，必须明白的一点是故障看上去是顺序相反的，根源是问题开始之处，事件只是根源的结果或者是故障的外在表现。其次，分析问题时要注意与故障的顺序和方式相关的因果关系。最后，在任何类型的故障树分析中，起

因总是位于结果之下。例如，**是错位引起大的振动还是大的振动引起错位**？两个问题的答案都是肯定的。**那么人们如何知道谁是因谁是果呢**？这一点不难理解，任何输入信号都有若干种可确定的结果。当分析上述错位的例子时，对设备起初未对准或者是设备起初对准后来又变得错位的情况都要考虑到。理解了这一点，就很容易判断是大的振动造成错位（变得错位）还是错位造成大的振动（起初未对准）了。一旦确定了起因，结果也随之确定，随后，新出现故障的原因也能够被发现。这种因果关系不断发生，直到所有的根源都被发现，或者说确定了故障的顺序和方式。

k)　数据

问题解决者并不总是清楚用数据分析结果的重要性，因此不善于故障数据的识别、收集和利用。**数据绝对是成功分析的关键**。分析者应问问自己，获取的数据能够证明什么。例如，如果一台设备发生故障后清理出 4Qt(1Qt=946ml) 的润滑油，但本应为 6Qt，问题是显而易见的，"其余 2Qt 去哪了？"这种方式的推理差不多为分析者**建立了逻辑树**。此时问题的关键是理解答案是由证据提供的。**数据可推动分析通向成功的答案**。证据向你表明了事实，在发现问题的过程中我们应该对与故障有关的事实感兴趣。

需要特别注意的是，数据不仅是成功分析的关键，还决定了分析的速度。大体上说，在分析前获取的数据越多，分析的速度越快。

l)　管理层的支持

故障分析失败的另一个关键因素，或者说根本原因是管理层对问题的解决缺乏支持。这是因为管理层认为问题应该由企业内的全体雇员共同解决。但令人难以理解的是管理层并没有为雇员提供解决问题的必要工具。只有采用适当的管理层支持机制，问题才能真正被解决。这就是管理层的职责——确定并提供必要的工具（**包括人——作者注**）使解决问题的工作真正开始实施并得出期望的结果。

m)　态度的改变

为了使问题解决后利润最大化，态度的改变绝对是必需的。许多人称他们支持为解决问题而作出的努力，但很少有人用实实在在的不仅支持问题的解决，还对结果有要求的执行政策和规程来证明他们的说法。仅仅去解决问题是不够的，还必须采取某种方法对结果进行跟踪。问题的解决不应仅仅是可以接受的，还应该使投资收益最大化。

n)　培训和指导

我们的培训效果不佳，这十分令人惊异。让我们仔细研究一下这种现象，以找出其中的原因。我们将雇员送去培训并期望他们在座位上坐一到五天，而且在不提供实践机会的情况下将信息神奇地吸收。到头来，培训并不是解决问题的灵丹妙药。我们让雇员通过展现所学的技巧来演示他们获取的新知识，并期望投资获得收益。**这项工作应在培训结束后立即完成，以免雇员遗忘所学的知识**。美国培训和发展学会的研究表明，如果以上工作没有在培训结束后的三

到五天内完成，所学的知识将几乎被遗忘，或者完全没有用武之地。

一旦雇员表现出解决问题的基本技巧，管理者应通过提供指导的方式强化技巧的掌握，从而进一步增强新任分析者的能力。为新任分析者提供途径，使他们能够接触富有经验的问题解决专家。专家的作用是在故障分析的从头至尾为他们提供指导。请记住什么是真正的指导——具备知识的人为不具备的人提供知识。管理者的职责就是为他们牵线搭桥。很不幸，并非所有的企业都拥有经验丰富的问题解决专家，如果这样的话，企业需要在同一领域的其他企业中寻找专家。尽管我们拥有许多能干的雇员，他们个人的工作做得相当出色，但他们未必是问题解决专家。

(经 Ronald L. Hughes 授权许可转载，原文发表于《设备安装工程杂志》2003 年，论文题目为 *The Problem with Problem Solving*，出版于 2003 年。)

如果顺利的话，我们已经拥有了成功进行开关电源故障诊断所需的心态。现在是时候深入研究技术细节了，这才是问题真正所在。电源是由许多看上去极其细微的细节构成的，但这一事实本身也是被许多人忽略的细节，尤其当你处于 30 000ft 高空的时候。



第 2 章　高频的影响与输入去耦的重要性

2.1　大谎言与原理图

原理图并不可靠。例如，似乎电路中每一个接地点代表着同一个点 (即电压相同)。事实并非如此，尤其当 PCB 传输由开关转换产生的高频谐波电流时。所以仅通过观察电路原理图建立开关调节器或排除开关调节器的故障是远远不够的。

2.1.1　PCB 走线的阻抗

对于高频谐波电流来说，几毫米长的 PCB 走线会成为名副其实的阻抗壁，从而导致走线一端的电压上升 (相对于另一端)，造成电路某处出现意外的结果。当阻抗呈感性时，由基本公式 $V = L\mathrm{d}I/\mathrm{d}t$ 可知，走线上会产生严重的电压反冲，其中 $\mathrm{d}I/\mathrm{d}t$ 为电流跳变沿的斜率，L 是这段走线的电感。下面让我们看一个实例，典型的 DC-DC 变换器在 20ns 内开关几安培的电流，根据经验，PCB 走线的电感为每英寸 20nH，所以如果在 1in（1in=2.54cm）的走线中开关 1A 的电流，电压反冲为 1V。开关 2A 的电流，走线电压反冲为 2A，以此类推。根据故障区域在 PCB 上所处的位置，可找出施加在 IC 引脚上的电压尖峰，它会改变引脚的门限值从而引起电路故障。例如，如果某 IC 有一个时钟引脚，电压尖峰会使开关波形严重地跳动，进而又产生一些明显的附加影响。幸好这些感性电压尖峰的能量通常不大，容易被附近的电容或寄生电容吸收一部分，附近的电阻也会消耗部分能量。但当消耗发生时，电压尖峰必然产生一定大小的电流(在闭合回路中)。很不幸，如果电流回路中包含了 IC 内部未特别说明的电路模块 (如静电释放结构、衬底等)，不仅将引起开关错误，通常还会使控制器产生暂时或永久性故障。所以在设计开关调节器或排除开关调节器故障时，PCB 的设计显得如此重要。

2.1.2　IC 内部的接地反弹

现代功率 IC 的设计者已经开始尝试降低 IC 内部的接地反弹，这是通过将 AGND(模拟地) 引脚、DGND(数字地) 引脚和 PGND(电源地) 引脚分别引出实现的。这样做的目的是，例如，使得当数字部分突然拉出一定大小的电流时，连接走线两端的感性压降也不会引起内部接地参考瞬间的 (但很严重的) 不平衡，这种不平衡会导致 IC 内部不同部分 (模拟/数字/电源) 的接口处发生信息传递错误。注意这种独立的接地引脚通常在 PCB 上相互间的距离很近，并连接至敷铜区，且与电源引脚间的去耦性能良好 (后面会更详细地讨论去耦)。

这样，IC 内部连接导线引起的接地反弹会得到缓解，但要使整个变换器正常工作需要对 PCB 所扮演的角色有更深入的理解，理解它对接地反弹、噪声等的影响。

2.1.3　接地层

如果观察一个实际变换器的 PCB，我们甚至真的不知道如何划分出噪声区和无干扰区

(因为它们有着相同的地)。我们通常只是希望采取简单的方法，即添加厚的敷铜层 (接地层，是 PCB 的专用层)，并且通过距离很短的通孔将其与元件侧的地节点、接地端子和接地走线相连。而且我们也经常这么做。但是，在很大程度上其效果还依赖于接地层本身是否良好 (相对于具体应用)，及它平衡整个 PCB 地的效果。当然我们永远不能使 PCB 的地节点完全平衡，因此必须掌握如何布线及连接变换器关键元件的方法，才能使不平衡的影响降到最低。下面要讨论的分压器布局就是这样一个例子。

注意，典型的电路原理图甚至没有指明这个有用且必需的接地层的存在。此外，几乎没有 IC 设计者在他们的仿真系统上建立 PCB 的精确模型，而这种仿真系统的作用是验证任何他们在某天突发的奇想!

2.1.4 分压器及其正确布局

在深入了解高频的相关知识之前，让我们看看即使仅在走线中接入一个直流电阻会发生什么。以简单的分压器电路为例，如图 2-1 所示。两个电阻用来设定输出电压，这种电路常见于 LDO、大功率 AC-DC 开关电源、PFC 预调节器等电压调节器中，在隐藏于手机中的小型低功率 DC-DC 变换器中，也能发现它。

摆在我们面前的问题是，当负载距离变换器 “很远” 时会发生什么? 注意 “很远” 不仅仅指绝对物理距离的远近，例如对于常见的翻盖手机来说，这样说就不太准确。在这种手机中，变换器位于机壳内，而负载在翻盖中，两者通过手机排线和连接器相连。事实上，一位客户最近刚和我讨论过这个问题。他关心的是如果负载离变换器太远，就无法进行负载端的调节，从而导致手机故障。下面是我提供给他的建议。

由图 2-1 可见，根据分压器电阻的接法不同，出现了多种可能性。我们选择降压调节器，在此例中输出为 5V/1A(最大负载)。

首先考虑理想情况，忽略走线的电阻。由于参考电压是 1.25V，所以选择 1kΩ 和 3kΩ 的电阻以获得 5V 的输出。注意，分压器的标准公式为

$$V_{\mathrm{O}} = \frac{R_{\mathrm{UPPER}} + R_{\mathrm{LOWER}}}{R_{\mathrm{LOWER}}} \times V_{\mathrm{REF}}$$

将其更准确地描述为:

分压器将下面电阻两端的压降 (通常为 V_{REF}) 以杠杆系数 $R_{\mathrm{TOTAL}}/R_{\mathrm{LOWER}}$ 放大 (其中 R_{TOTAL} 为两个电阻阻值之和)，从而得到整个分压器的电压 (通常为输出电压)。

这样，对于理想情况，正如期望的一样:

$$V_{\mathrm{O}} = \frac{3\mathrm{k}\Omega + 1\mathrm{k}\Omega}{1\mathrm{k}\Omega} \times 1.25 = 4 \times 1.25 = 5\mathrm{V}$$

注意此例中的杠杆系数为 4。在以下对非理想情况的分析中记住这一系数，因为它贯穿于分析的始终。

第二种情况，将整个分压器接在负载端并且假设走线电阻为 0.25Ω，如图 2-1 所示。跟随图中的灰色箭头展开下面的讨论。

a) 由接地点 (紧邻变换器控制部分的地) 开始，到达下方电阻下端的 0.25V(由走线电阻电压降产生)。

b) 但分压器中点的电压仍固定在 1.25V，因为反馈导线几乎没有电流流过。

c) 所以下方电阻的压降为 1V。

d) 由于杠杆系数为 4，整个分压器两端的电压为 4V。

e) 但分压器下端的电压为 0.25V，故上端的电压必然为 4+0.25=4.25V。

f) 由于输出走线的压降，变换器输出电容两端电压必为 4.5V。

g) 故输出电压 (即负载两端电压) 为 4.25V−0.25V=4V。

h) 上述计算是在电流为 1A(最大负载电流) 的情况下进行的。但若负载电流降为 0，电阻电压降也降为 0，输出电压将恢复至 5V。换句话说，负载调整率 (即在整个负载电流变化范围内输出电压变化的百分比) 为 −1V/5V= −20%。当然我们也可以把额定电压定为 4.5V，此时负载调整率为 ±0.5/4.5 或 ±11.1%。

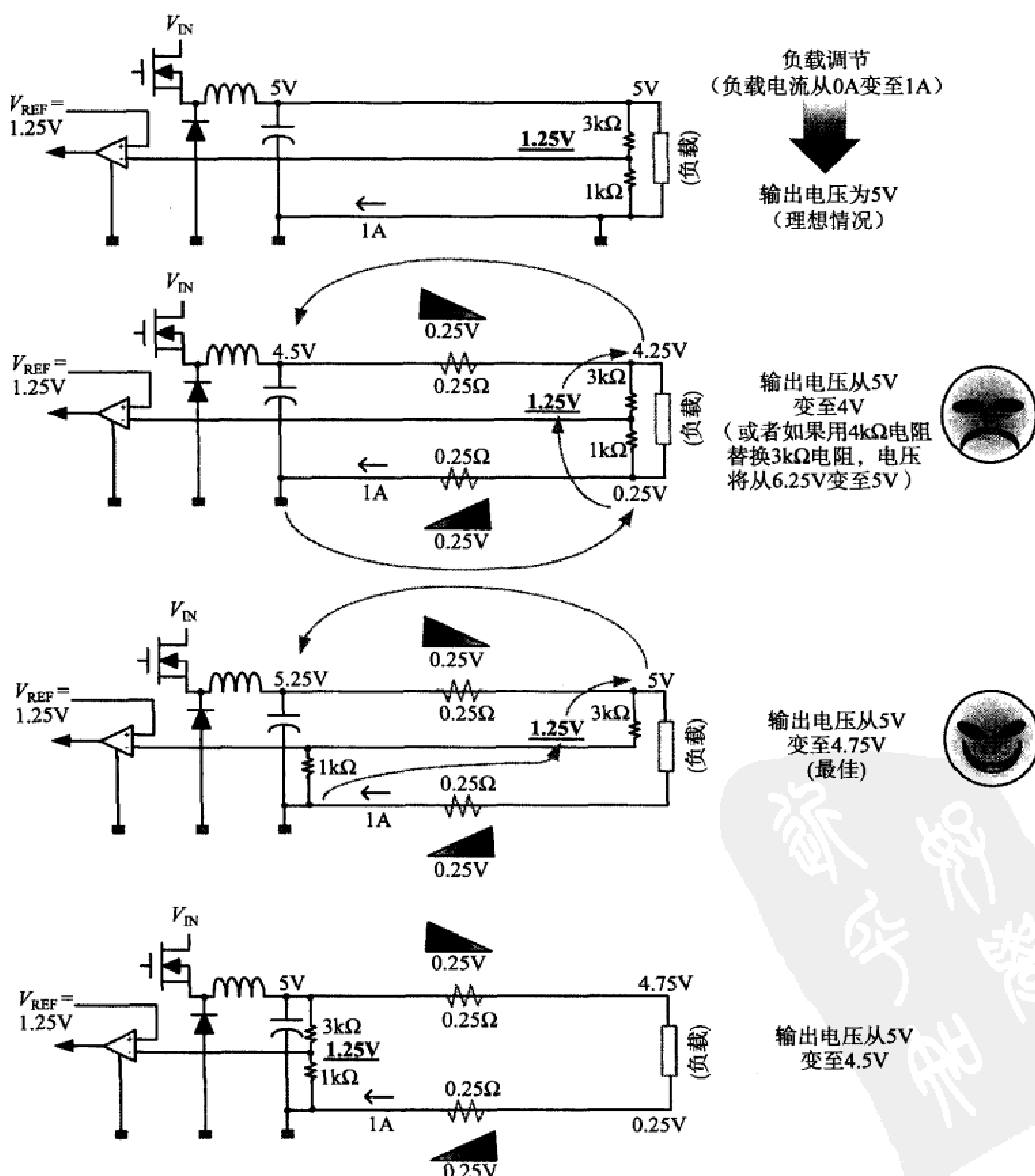


图 2-1 分压器的布局及直流走线电阻对输出电压的影响

于是，可以用同样的方法分析其他非理想情况，原理均是利用分压器杠杆系数。

从而，可以看出最好将下方电阻的下端接至变换器的地，上方电阻的上端直接接至负载。这样的结构可获得最佳负载调整率。

任何残留误差都完全是由接地走线的电阻电压降造成的，因此，如果将接地 (变换器和负载间) 增强 (如加粗走线、采用良好的接地层或者在电路板下面放置金属板等)，负载调整率将接近于理想值，输出导线的电阻压降不会再影响输出电压。

2.1.5 效率的测量与直流电阻

请注意直流走线或导线的电阻，应使用正确的方法测量效率，如图 2-2 所示。

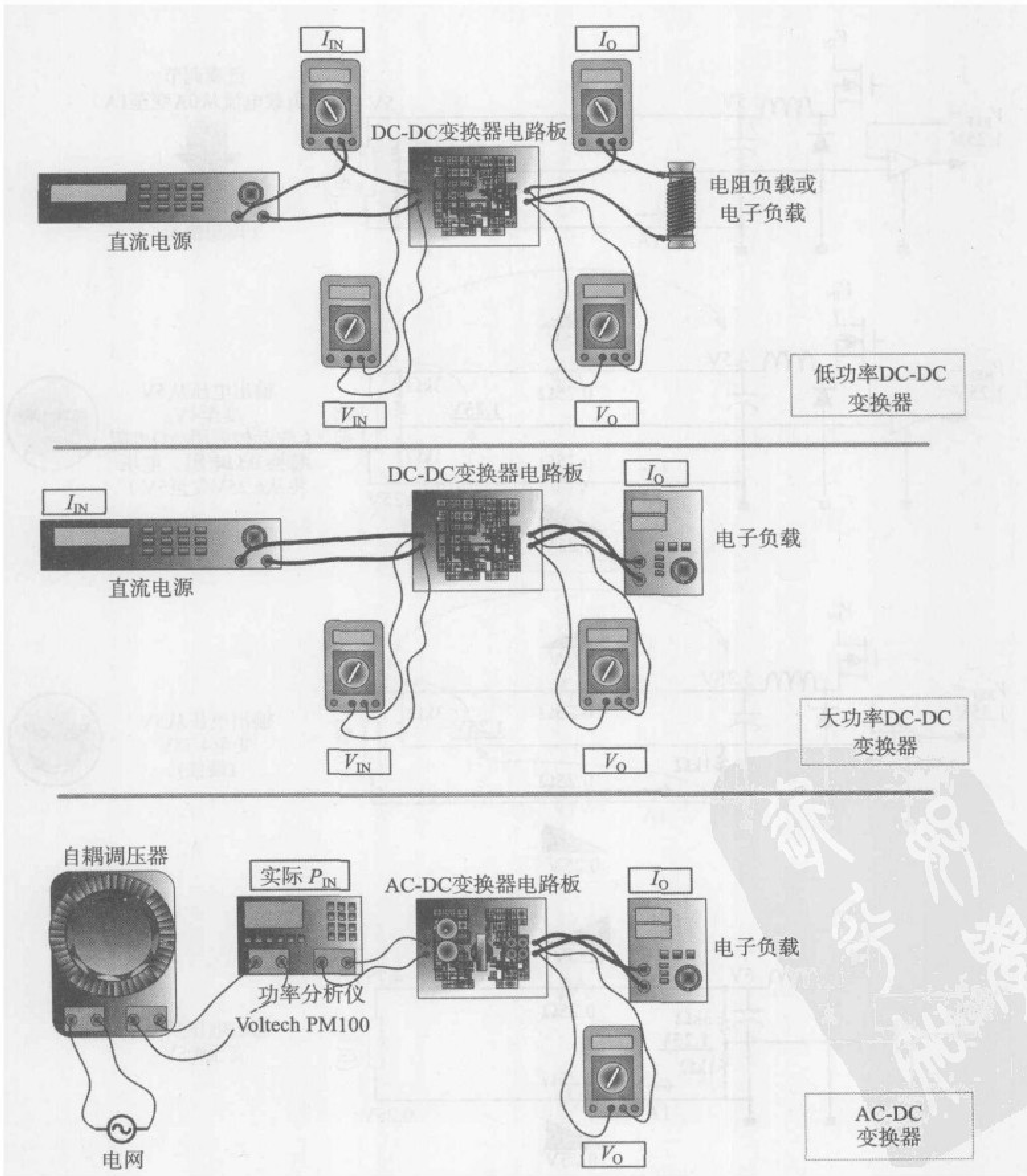


图 2-2 开尔文感测与效率的测量

对于 DC-DC 低功率变换器，可用数字万用表 (DMM) 测量输入及输出电流。同样，可直接将数字万用表分别接在变换器电路板的输入和输出端测量输入及输出电压。

对于大功率应用，测量输入电流时，数字万用表内的阻抗会影响测量结果，因为该阻抗并非足够低。香蕉插头的触点电阻也会影响结果。这些因素会导致变换器或控制 IC 输入端电源电压出现意外的波动 (可通过示波器对比测量前和测量时的波形来确认这一点)。这种波动最终会导致严重的问题，如变换器在最小额定输入电压时难以调节，或者难以启动，因为变换器在上电时通常需要很高的浪涌电流。此时，可选用性能更好的数字万用表测量输入电流，或者只能从直流电源面板上读取电流 (通常并不太精确)。同样，可以用电子负载代替负载电阻，从而没有必要用数字万用表来测量输出电流 (负载电流可从负载显示板上直接读出)。注意，对于大多数测试来说，建议使用设置成 CC(恒流) 模式的电子负载。当然，不可能 100%确定负载最终在变换器输出端的特性，但大多数情况下，通常认为恒流模式测试已经足够严格了。但是，当然决不能轻松地认为在使用无源负载电阻或使用设置成 CR (恒电阻) 模式的电子负载进行测试时，变换器不存在*启动问题*。

对于 AC-DC 电源，通常使用自耦调压器，其后接有高性能功率分析仪 (Voltech PM100 是工程师们最喜爱的型号)。Voltech 的分析仪将告诉我们每一项与输入端有关的信息，这些信息曾令我们羞于启齿。例如，它会告诉我们以 V-A(伏安) 为单位的 $V_{\mathrm{RMS}} \times I_{\mathrm{RMS}}$、以 W 来显示的真实功率，甚至功率因数、波峰因数等。尽管去问吧！然而，记住自耦调压器本身也会影响输入功率因数，还会影响保持时间的测量 (即使在电源的输入桥式整流器停止导电之后，自耦调压器的磁化能量也能 “挤着通过”)。所以，可以简单地将电源接到壁装电源插座中，或者使用昂贵的可编程交流电源。后者还将使一些其他测试变得很方便，如需要重复性交流输入 (缺少半个周期、电压消失、电压跌落、线路瞬态等) 的场合。

2.1.6 开尔文感测法

上述效率的测量是开尔文感测法的一个实例，该方法也称为 4T 法或四端感测法 (但在 PCB 上，其中的两端可能接至接地层的同一点)。我们正设法确保电流和电压的测量不会由于介入的阻抗而相互干扰。与此类似，如果要测量 PCB 上电流检测电阻的电压，以获得更可靠的电流波形来实现电流模式控制，或仅仅想要获得一个可预测的逐周期故障电流阈值，也建议使用开尔文感测法。如图 2-3 所示。

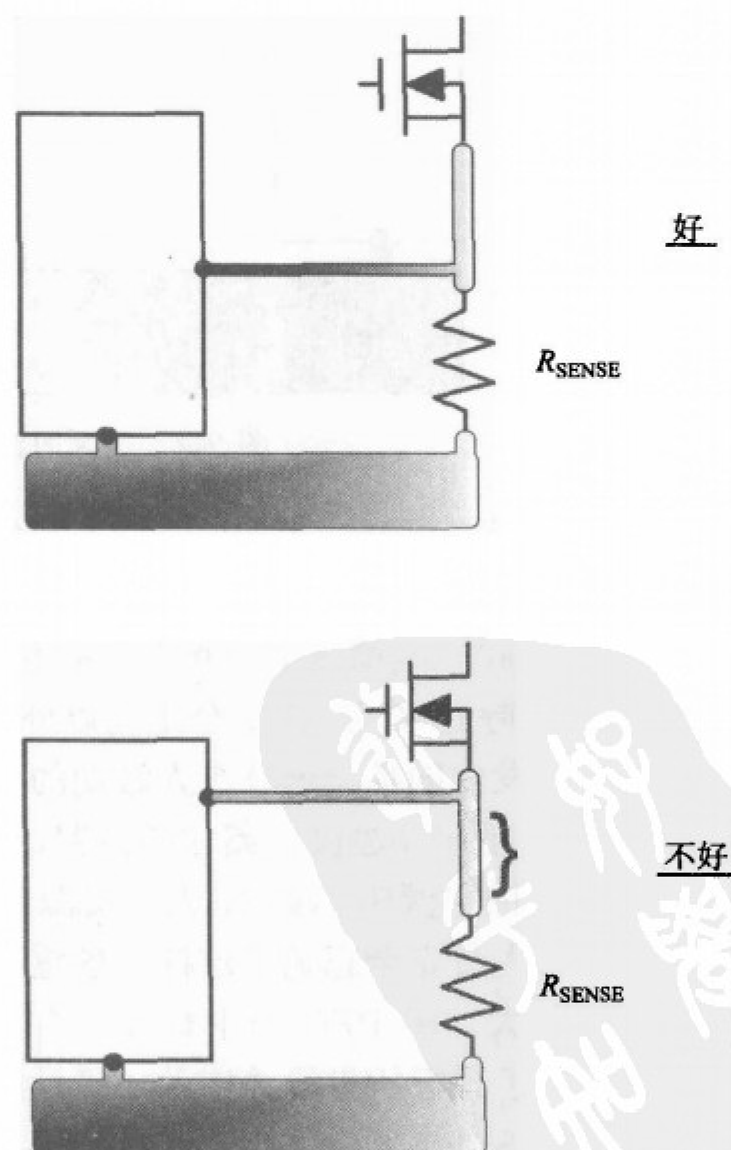


图 2-3 使用开尔文感测法更好地检测电流

2.1.7 电源与地之间走线的电感

MOSFET 的驱动信号通常由 IC 内的驱动级产生，故 MOSFET 的源极应接至 IC 接地端。但 MOSFET 的实际表现并不由施加在栅极与地参考 (无论位于哪里) 间的电压所决定，而是取决于栅极与源极间的电压，即完全取决于实际的 V_{GS}。

例如，如果源极与地之间的走线有点长的话，在开关转换瞬间它上面会出现很大的电感反冲，不严重的话只是降低开关转换的速度，严重时会使 MOSFET 错误地 (非故意地) 开通或关断，导致管子毁坏。

图 2-4 是在关断瞬间可能发生的相当安全的情形。栅极控制 MOSFET 关断，但源极的 PCB 走线阻抗刚才也流过了电流，并产生小电压源 (尖峰) 以阻止电流减小，电流持续流动直到能量消耗光。这使 V_{GS} 波形发生改变从而使开关转换速度降低。然而，这种降低转换速度的方法并不值得推荐，据我们所知其结果不可预知，因为它本质上是基于寄生参数的。

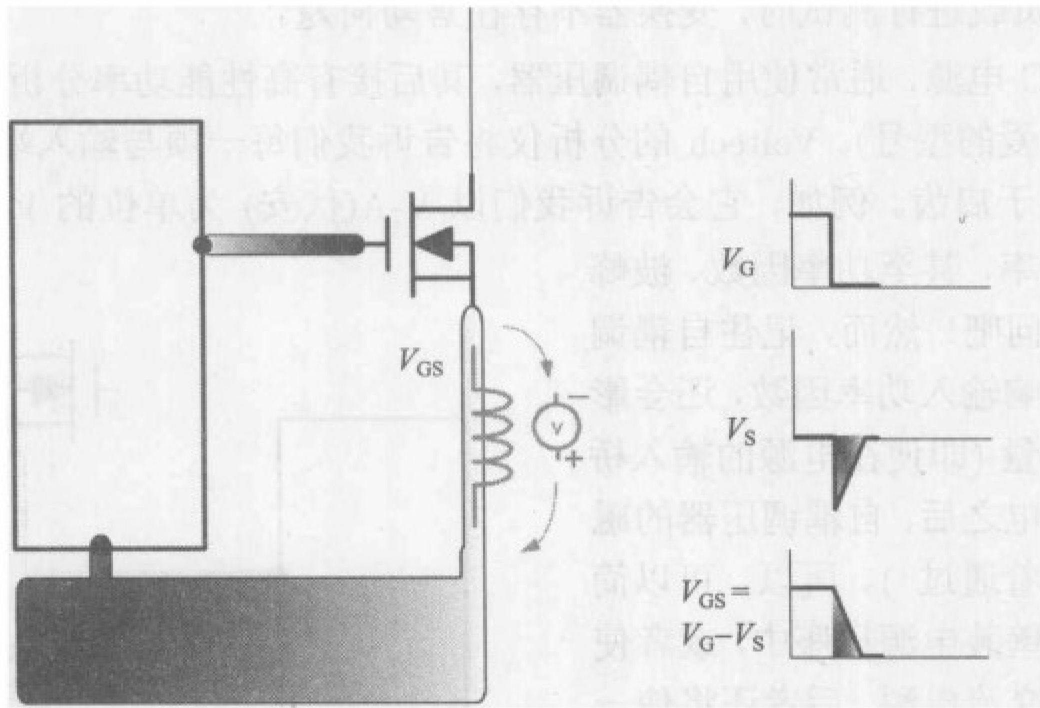


图 2-4 关断时源极寄生电感的影响

多年前，当我刚离开一家 AC-DC 电源公司并加入附近一家高压功率半导体 IC 制造企业时，忽然听说我以前公司的技术人员进行了一场可怕的台式烟花表演，我制作并遗留下来的一台心爱的 900W 电源应用于其中。我还听说烟花一连串的燃放持续了至少 30s，令一帮工程师快乐地欢呼起来 (站在安全距离以外)。他是如何做到的呢？我记得直到这件事发生之前，实验室中发生的唯一一件令人激动的事，是一位级别最高的同事将一卷气泡纸蹑手蹑脚地拿到一位工程师耳边仅几英寸的位置，那位工程师不知道危险就在眼前，正将探头接入危险的嗡嗡叫的电源中。最后，人力资源部说服他停止了这个特殊的试验。但在这个有趣的事件中，技术人员完全忘记了这样一条重要的准则：*决不能忽视正在开关的 MOSFET 的源极电感*。那台大功率 PFC 级中有 4 个并联的 MOSFET，当经理要求他测量一次侧电流时，他立即弄断了源极的走线并接入一段导线以连接电流探头。这破坏了对称性，而对称性能保证 4 个 MOSFET 动态均流 (我花了很多心思进行 PCB 的布局，因此与 PFC 级输入电容相连的 4 个 MOSFET 源极走线的长度和宽度完全相同，此外栅极走线也是完全对称的)。以下过程已经成为历史。首先 PFC 的 4 个 MOSFET 一个接一个地爆炸，随后下级的

多个 PWM 正激变换器的功率级爆炸，接着二次侧的二极管和元器件烧坏，变压器也冒了烟。(这样可能致命，正如博士曾警告过的那样！) 别忘了，到目前为止不引人注意的低功率备用电源也随系统其余部分烧毁。我对输入端的保险丝没有熔断感到惊讶！实际上它本应该熔断，但是两个 400V 的大容量电容存储了相当多的能量，已经足以使烟花表演持续相当长的时间。

在那次华丽的表演之后，我觉得脾气暴躁的样机生产部门会让那位郁闷的技术人员自己去修理损坏的电源 (“我们只是制作*最初的*样机，你是知道的”)。

要点为：测量 MOSFET 电流时，*应将电流探头接入漏极，不能接至源极*。如果一定要从源极测量电流的话，需在源极串联一检测电阻，并且不能有电感。

2.1.8 避免使用绕线电阻

注意，为了避免电感反冲，必须设法使源极和地之间的 PCB 走线尽可能地短。如果源极接有检测电阻的话，必须是低电感电阻，否则电阻会产生电感反冲。所以，对于电流检测来说，绝不能使用绕线电阻。我见过绕线电阻唯一的应用是在 AC-DC 电源中用作浪涌电流限流电阻，因为这时绕线电阻无需处理高频谐波。然而你会对如此多的年轻工程师将绕线电阻作为 AC-DC 电源样机中的电流检测电阻感到惊讶。他们很快会得到足够的教训！

绕线电阻常用作变换器的负载。在进行热测试以对用户系统进行模拟，或测量噪声和纹波时，我也会使用绕线电阻，但我从不在其他场合使用绕线电阻。强烈建议配备一台性能优良的电子负载，但是应将其设置为 CC(恒流) 模式，因为电阻器 (或设置为恒电阻模式的电子负载) *太温顺了*。比如，电阻几乎不会揭示出任何重要的启动问题。

2.2 职业性危害

现在将注意力集中于故障检修时可能遇到的职业性危害。这些信息只是让你有所准备，而不是让这些危害改变你思考或分析问题的方式。此外，还可从同事身上学习经验。向公司中的上级鼓吹你的技术是不明智的 (为了保住工作)! 下面的故事会让你明白其中的原因。

故事发生在几年前，一位我尊敬的同僚就职于全球最大的电源制造企业之一，在该企业的硅谷设计中心上班。他有说服力地向我抱怨了有关负载调整率和分压器布局的逻辑。据我所知，这位工程师不仅十分聪明，而且自从离开了故乡瑞典后，获取了非常多的国际经验。但有一天，他几乎崩溃。他的新老板 (让我们叫他马虎先生) 有些想不明白。(我想知道为什么那位工程师会去他那上班呢？) 显然，马虎先生坚持认为应将两个分压器的电阻直接跨接在负载两端，也就是说，将下方的电阻接至负载端。我想马虎先生对开尔文感测的原理图感到了些许困惑。但开尔文感测此时是部分适用的。如果真的要进行全面的开尔文感测 (为了消除任何地电压的跌落)，首先需要一个前端差分输入放大器来处理反馈信号，而不是简单地直接与参考端接至 IC 地的误差放大器相连。在这个特例中，如果将下方电阻接至负载端只会使事情变糟。公平地说，对于马虎先生这也许并不是十分地显而易见，对那时的我来说也是如此，但至少我乐于接受高级工程师的意见。马虎先生的问题在于他连最简短的技术讨论都不愿意参加。更糟的是，每次他觉得受到挑战时，就摆出他的履历来赢得争论，并且说：“我们在 Astek 公司就是这么做的，只管去做吧。” 当然 Astek 公司可能会以详细的否认

书的形式进行说明！这位高级工程师还要同他渐渐认识到的事实做斗争，即在未来几年后他要向一位不实事求是、思想僵化的人汇报。他说他还设想到，他下一年的年度审查肯定不会有好结果了。实际上，如今回头来看，这确实发生了。

现在你也许会问，马虎先生是如何成为应用经理的，并且在世界最大的电源制造企业之一任职！真是一个好问题。但也许更令人惊讶的是，我相信就在今天，马虎先生仍然占据着类似的职位——这回他就职于一家著名的 MP3 播放器制造企业，检查 (很幸运不是设计)MP3 内部的小型 DC-DC 变换器是否合格。这也意味着购买这个闪闪发光的白色播放器可能是安全的。

人们说历史不会重复，只有历史学家认为会。但你会发现历史学家总是正确的。*两家*公司的*同一个人* (让我们叫他 Marcos) 任命马虎先生为应用经理。Marcos 最终在*两家*公司占据了*相同的*职位，即工程副总裁 (也正是支持马虎先生的直线上级)。但是请注意他们在硅谷的第一次裁员中双双被解雇了，因为公司下决心关闭了硅谷研究中心。马虎先生最后同意接受这家 MP3 公司的 “小” 工程师职位。最终，马虎先生及时向上司推荐了 Marcos 先生，使他回到了迫切希望回到的副总裁的位置。我猜 Marcos 上任后做的第一件事肯定是 “重新调整组织结构以提高效率”。这只不过意味着再次任命马虎先生为应用经理！这时这笔债才完全偿还。回首过去，对我来说，意识到这两个人在这么短的时间内，在仅相隔 20mile（1mile=1609m）的地方耍了两次同样的花招是多么引人入胜。我曾听到有人说：“硅谷是个小地方吗？” 看起来他们相互间的关系可以向上追溯几十年，一直回到他们在香港的日子。在这一点上，你可能会和我唱反调，认为既然他们共事了这么多年，Marcos 也许真的知道他的追随者是有真才实学的。这种假设唯一的问题就是 Marcos 一辈子都是一名*机械*工程师，对于他的电子学 (更不用说电力电子学) 知识，最好的形容可能只是*马马虎虎*。

我们知道，类似的事件常以某个有才能的工程师作为代价而结束，我认为这些工程师在整个事件中是非常重要的。但是不要忘了，这回在公司门外还有一位付了钱的顾客，他也许会接受糟糕的负载调整率，或者多支付 10 美元，仅仅为了购买输出连接器和电缆。对于后一种情况，当购买这些装置的时候，这 10 美元很可能是从你的口袋里掏出来的。所以，也许你不应该对此漠不关心。

2.3 细心观察反馈走线

再来看分压器的布局，到目前为止，只是谈论了如何在电路中连接电阻，但是还没提及如何确定电阻的物理位置，而这也非常重要。观察图 2-5，可以发现前述的最佳方案有两种实现方法 (此处分别成为较好和最好)——一种是上方电阻在物理上离变换器较近，另一种是离负载较近。这两种方法的电气连接是完全一样的，所以原则上两种方法的负载调整率也应相同。但实际上可能不完全如此！原因在于图 2-5 中，粗的走线是进入反馈引脚的。这是一条非常敏感的走线 (或节点)，它会拾取大量的噪声 (等一下我们会更详细地讨论噪声)，从而影响负载调整率，引起令人惊讶的严重的信号抖动，最坏的情况下，还会诱发振荡。然而，如果仔细考虑一下，会发现反馈走线仅在*离开了与电阻的连接点后*才对噪声变得敏感，即在通向反馈引脚的线路中。这是为什么呢？因为反馈走线的两端均被高阻抗所包围，使它对噪

声的衰减能力降低。注意在图 2-5 中，如果用 100kΩ 和 300kΩ 的电阻替换 1kΩ 和 3kΩ 电阻，那么将会收集更多的噪声，使情况更糟。通常，应使这个容易被忽略的天线长度最小，方法如图 2-5 的下图所示 (标明 “最好”)。

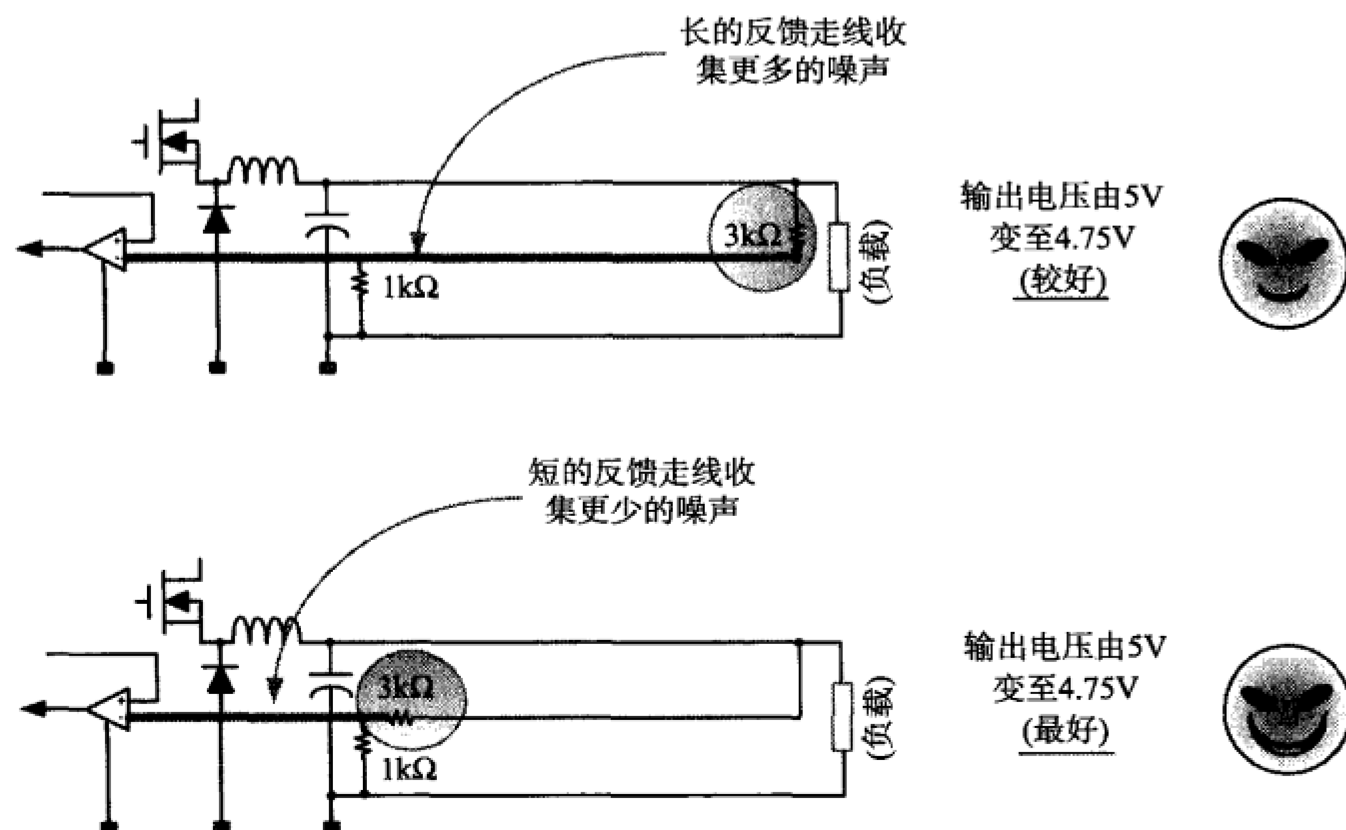


图 2-5 放置分压器的位置也很关键

还应设法使反馈走线有一个不受干扰的环境——也许将其放置在两边的两条地走线之间，当然，沿路不能有开关 (高频) 走线。

小结

应该将分压器的两个电阻均布置在变换器 (及其控制电路) 附近。上方的电阻通过很长的走线与负载端的输出走线相连，而下方电阻直接连至变换器的地 (参考正位于此)。

这只是在调试一个简单电源时可能发生的复杂问题的一个例子而已。还有你没猜到的情况——这个例子包含了由欠考虑的 PCB 布线造成的糟糕负载调整率的一切!

2.4 物理距离成为关键

当谈及交流效应时，首先必须理解为什么上例中负载被认为离变换器很远。我们采用引入实际阻抗的方法来观察它们的影响 (可能有点夸张)。大家知道，铜是良好的导体，应尽量减小其直流电阻，或者使用非常细的走线。另外，在上例中，走线中仅流过直流电流。所以，上述计算可同样应用于 LDO(线性调节器) 这样的电源中。

但开关调节器更具挑战性，因为如前所述，开关调节器的电压和电流波形在开关转换时有非常陡的边沿。电感的阻抗定义为 ωL，其中 $\omega = 2\pi f$。由图 2-6 可知，即使在开关速度 “较慢” 的 100kHz 开关变换器中，电流都包含大量的高频傅里叶分量，频率可达几十兆赫。

1inPCB 走线电感的典型值为 20nH。也就是说，2MHz 时该阻抗的傅里叶分量为

$$Z = L \times 2 \times \pi \times f = 20 \times 10^{-9} \times 2 \times \pi \times 2 \times 10^{6} = 0.25\Omega$$

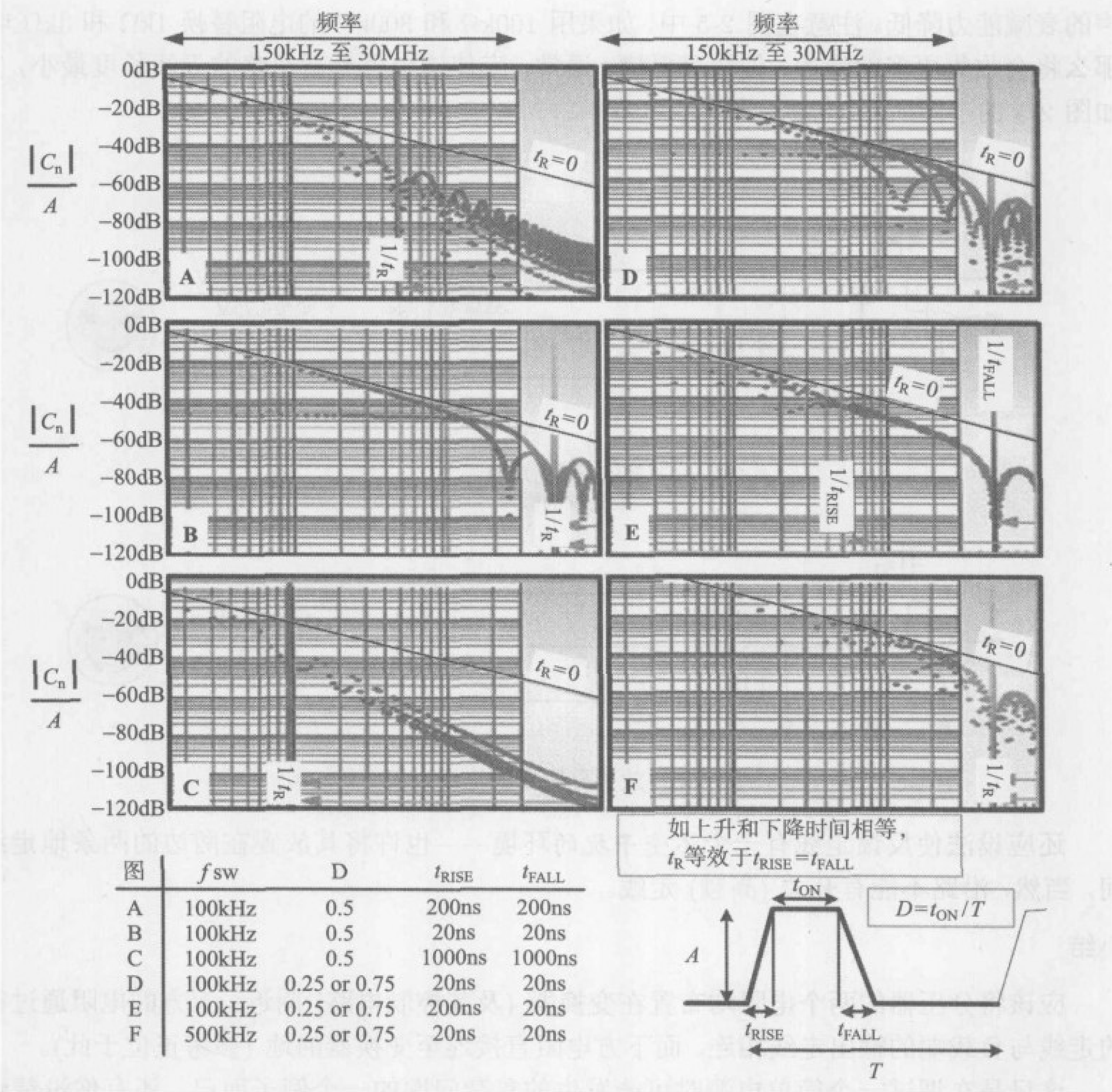


图	$f$sw	D	t_{RISE}	t_{FALL}
A	100kHz	0.5	200ns	200ns
B	100kHz	0.5	20ns	20ns
C	100kHz	0.5	1000ns	1000ns
D	100kHz	0.25 or 0.75	20ns	20ns
E	100kHz	0.25 or 0.75	200ns	20ns
F	500kHz	0.25 or 0.75	20ns	20ns

图 2-6　矩形脉冲电流的谐波 (突出显示了根据 CISPR22 标准规定的传导 EMI 兼容区，即 150kHz 至 30MHz 范围内)

由图 2-6 还可以看出，对于 100kHz 的方波电流，频率为 2MHz 时，谐波幅值下降了约 30dB。这意味着如果矩形电流脉冲的幅值为 1A，其 2MHz 的傅里叶正弦分量幅值为 30mA(检验：$20\times\log(0.03)\approx -30\text{dB}$)，幅值 2A 的矩形电流脉冲相应值为 60mA，以此类推。

所以对于 1A/100kHz 来说，30mA/2MHz 的谐波电流流过 0.25Ω 的电阻时，电阻的正弦波压降幅值为 $0.03\times0.25 = 0.075\text{V}$——此电压并不能完全忽略。所以，距离“很远”的概念，从直流领域变换到交流领域时，其意义完全不同。注意在上例中，基波频率只有 100kHz，你可以想象得到，若开关频率变为 2MHz(如今这么高的频率并不罕见)，PCB 上的距离会变得多么关键。例如，1A 的矩形电流脉冲，在其基波幅值为 $2/\pi$ 或 0.64A 时，正好为 $20\times\log(2/\pi)\approx -4\text{dB}$。故压降的幅值为 $0.25\times0.64 = 160\text{mV}$。此时几毫米的距离就可以认为很远了 (可以说是太远了)。如果我们忘记这点，对分压器的影响的例子仅仅是可能遇到的麻烦之一。

2.5 估计谐波的幅值

当你在实验台前，不想被冗长的计算干扰判断和思维，那么快速的经验公式是颇有价值的 (在公式可靠的前提下)。

本着这种精神，我们来详述一种估计方波电流 (假定开关转换迅速) 谐波幅值的快速方法，并将其应用于 100kHz/1A 矩形波电流中。

- 由开关频率开始，必须总是将谐波幅值固定在 −4dB 点上。这是根据基本控制方程得出的 (想要了解更多，参见《精通开关电源设计》一书中与 EMI 相关的章节)。注意 0dB 与矩形波的总幅值相对应 (本例中为 1A)。
- 频率响应以 −20dB/十倍频程下降 (假定开关转换迅速)。
- 从 100kHz 到 1MHz，谐波的幅值将降低 20dB(与 100kHz 时相比)。在 1A 时总共为 20+4=24dB。
- 从 1MHz 到 2MHz。对于 20dB/十倍频程的滚降曲线 (roll-off curve)，频率加倍对应着 6dB 的变化。故在 2MHz 时总衰减为 24+6=30dB(与预先目测的相同)。

交流电阻也很关键

如果电流含有大量交流成分，PCB 上除了出现寄生电感之外，还会出现交流电阻，这两个概念有一点不同。电感仅由电流产生的磁通形成，它反映了存储的磁能。在电流突然改变时，电感出现反冲 (能量不会消失，必须传递或者转换)。但假设以某种方式消除磁场，则电感为 0。相关内容将在第 3 章作更详细的讨论。另外，交流电阻不反映任何存储的能量，它与任何电阻一样是耗能的。它是邻近效应和集肤深度的结果：随着信号频率的增加，信号越来越被限制在接近导体表面的范围内。此外，交流电阻还受邻近导体电流产生的漏磁场的影响。结果，导体横截面无法被全部利用，高频时形成了很大的电阻，这就是交流电阻。

2.6 高频输入去耦

由前面阻抗的计算可知，如果试图从电容中抽出尖峰电流，这个电容最好是性能良好的。否则，电流面对的一个很高的交流阻抗壁，这会影响为电感提供边沿很陡的电流的能力。从电容抽出的电流会呈现有趣的圆形 (类似于进行傅里叶数值求和时仅将有限的若干项相加)，会在输入引脚上感应出严重的不规则电压或短时电压脉冲，主要在开关转换的边沿出现。注意，可能在示波器上观测不到这些感应电压尖峰 (通常被杂散干扰拾取所掩盖)。但它们确实存在，可通过它们的影响加以确认。

记住，任何 IC 的输入电源引脚都是其最敏感的引脚之一，因为此节点与 IC 内部几乎所有的控制模块直接相连。所以该引脚的噪声很容易进入 IC 内部。很难预测这些噪声在何处出现以及有何影响，只能说 IC 的行为将变得不确定！所以如果你见到任何离奇的现象时，只能停下来，进行故障排查。你必须回到上一步并且首先保证 IC 的电源走线是无噪声的，方法无疑是良好的旁路或去耦。只有这样做没有效果的时候，才去看一看是不是其他地方出了问题。

总结：对输入 (高频) 旁路电容有以下要求：电感和内阻最低 (如新型无铅陶瓷电容)，必须紧邻集成开关 IC 放置。否则，大多数开关 IC 会出现奇怪的现象。推荐的布局可参考图 2-7(还有接地连接通孔技术)。图中还展示了高频旁路电容，通常使用 0.1μF 的陶瓷电容。

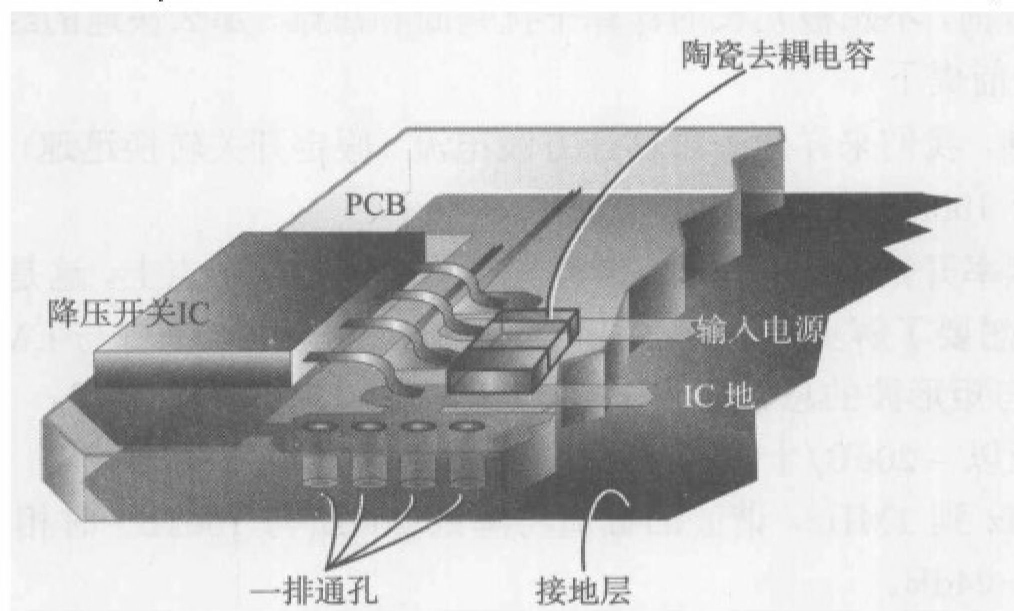


图 2-7　陶瓷去耦小电容必须紧邻开关 IC 放置

2.7　别忘记紧邻 IC 放置 0.1μF 的陶瓷电容

直到一年前，我还在原来的半导体公司担任最高级别的应用支持，负责解决该公司的几乎全部集成开关 IC 系列产品的问题，这项工作我干了大约 5 年。此外，我还定期答复客户关于第三代简易降压开关调节器系列的问题，这类产品包含板载集成超快 MOSFET 开关。当时已经知道开关的瞬态会引发许多问题，尤其当布局不佳时。但我发现几乎半数客户反映的问题在采纳了一个简单的建议后不可思议地消失了：我常常告诉客户确保在 IC 电源和地引脚与电路板接触处 1mm 的范围内放置一个 0.1μF 的陶瓷电容——不能接有走线，甚至不能有通孔 (去耦电容和 IC 必须布置在 PCB 的同一侧)。在我做了进一步的考虑之前，这成了我常备的答复 (至少对于这种开关 IC 系列)。如图 2-7 所示的就是我的建议。

注意对于上一代产品，我*没有*在客户面前坚持必须使用这个 0.1μF 的电容——主要原因是那类 IC 集成了*双极型*开关 (BJT)。这类器件与基于 MOSFET 的开关 IC 相比，有着更长的转换时间——大约 80~100ns，而后者的转换时间为 10~20ns。所以糟糕的 PCB 布局对老一代开关 IC 系列的影响不大，而且似乎不太容易陷入混乱状态 (所以客户的抱怨也少一些)。第三代开关 IC 对于你的应用来说可能真的会成为大麻烦，要谨慎!

然而，等一会儿你会看到，总是使用 0.1μF 的输入去耦电容是个好主意。情况不同，使用的开关 IC 类型不同，原因也不同，但加上这个元件总是件好事。

2.8　你也需要大容量电容

等一下！除了解决电流转换边沿的问题之外，我们是不是忘了在*开关周期的其余时间内*会发生什么？如果我们继续在整个开关周期内均从一个只有 0.1μF 的电容中抽出 1A 的电流，在开关关断前，电容会不会完全放电 (记住仅在关断期间电容才充电)？我们认识到此时也需要大容量电容——保证相对低频的 (相对于开关频率) 输入纹波在一定限度内。如图 2-8

所示是典型的输入噪声和纹波波形，含有高频和低频分量。高频分量可被 0.1μF 的电容抑制，抑制低频分量则需要大容量电容。

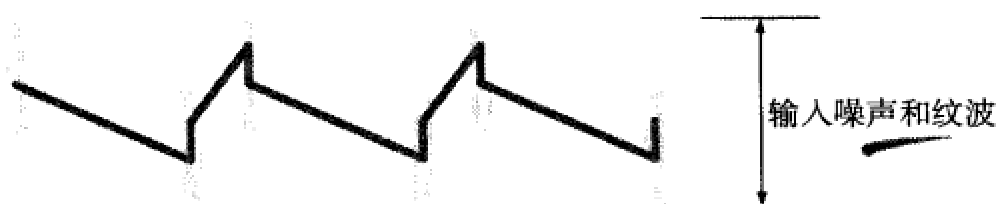


图 2-8 降压变换器的典型输入噪声和纹波波形 (只画出交流分量)

一般来说，高频分量通常称为噪声而低频分量则叫做纹波。他们共同构成了变换器的噪声和纹波(N&R)，它们还有一些古怪的名字，例如 PARD(我仍然看不出记住它的含义的必要性)。

为了计算大容量电容的值，必须规定允许的输入电压纹波。过于苛刻的要求会使输入电容过大。当然在故障诊断时我们可以这样做，但对于大规模生产这并不是解决办法。所以对于大多数 DC-DC 变换器来说，可接受的低频纹波量为输入电压的 1%。当然使输入引脚出现噪声和纹波有好几个原因，所以 1% 仅规定的是低频分量。还需注意的是这仍然仅是一条经验法则，在很大程度上依赖于特定 IC 的输入端对噪声和纹波的敏感度。顺便说一下，大多数 IC 制造商并没有规定 (至少没有公布) 这一阈值。毫无疑问，这一阈值也非常难以测定。所以，这也意味着我们必须进行几个经验性试验来确定最终选择多大的输入大容量电容和高频旁路电容。

等一下在更好地理解了输入电容电流波形之后，我们将通过恰当的方法算出大容量电容的大小，计算是以上面提到的 1%纹波标准为基础的。

2.9 “缺少的”电流来自何处

一位工程师曾经问过我一个有趣的问题，它实际上非常简单，但却使我非常惊奇。那时我只能支支吾吾并试图逃离困境，在电路中留下了一些粗略的草图。但我现在意识到那个问题实际上直接触及到旁路的本质。

那位工程师想知道用于降压变换器的实验电源最小等级是多少，降压变换器的输入是 5V，输出是 3.3V，输出负载电流为 1A。我想他的问题最开始是这样产生的：他试图制作一台小变换器用于为驱动外设的 USB 接口断电。但他为 USB 接口的电流限额如何影响负载抽出的电流而困惑。

我做了快速的计算，给了他一个理论值 (约 0.7A)，他立刻发现这个值小于负载电流的 1A，于是他更加困惑了。“这是降压变换器转换开关，1A 电流直接进入负载 (来自输入)，所以你为什么说实验电源只需提供 0.67A? 缺少的电流来自何处呢?” 虽然问题很简单，但会让你困惑，尤其当你向一群工程师大声讲解时，他们清楚地听见你讲的每一个字 (试试看)!

这时问题不在于数学，计算上确实十分简单。但是，让我们进行一次计算，就会真正明白到底是怎么回事。

输出功率为

$$P_O = V_O \times I_O = 3.3 \times 1 = 3.3\text{W}$$

假设效率 (η) 为 100%，输入功率也为 3.3W，这是由于

$$P_{IN} = \frac{P_O}{\eta}$$

所以输入电流为

$$I_{IN} = \frac{P_{IN}}{V_{IN}} = \frac{3.3}{5} = 0.67A$$

注意若假设效率为 90%，输入功率为 3.67W，此时 I_{IN} 等于 3.67/5=0.73A，所以我告诉他电流值大约在 0.7A。实际上，除了考虑并不完美的效率之外，还需要为启动时的浪涌电流留有一定裕量。所以最后也许要使用 1A 或 2A 的实验电源，但这和我们的问题没有关系。现在的问题是，**仍然不知道稳态时额外的电流来自何处！**这直观地说明，不能通过数学计算解决此问题！

实际上，图 2-9 与图 2-10 共同清楚地描述了和输入有关的一切——输入电容是如何工作的，为什么负载电流不等于输入电流，以及全部相关电流的完整分析。

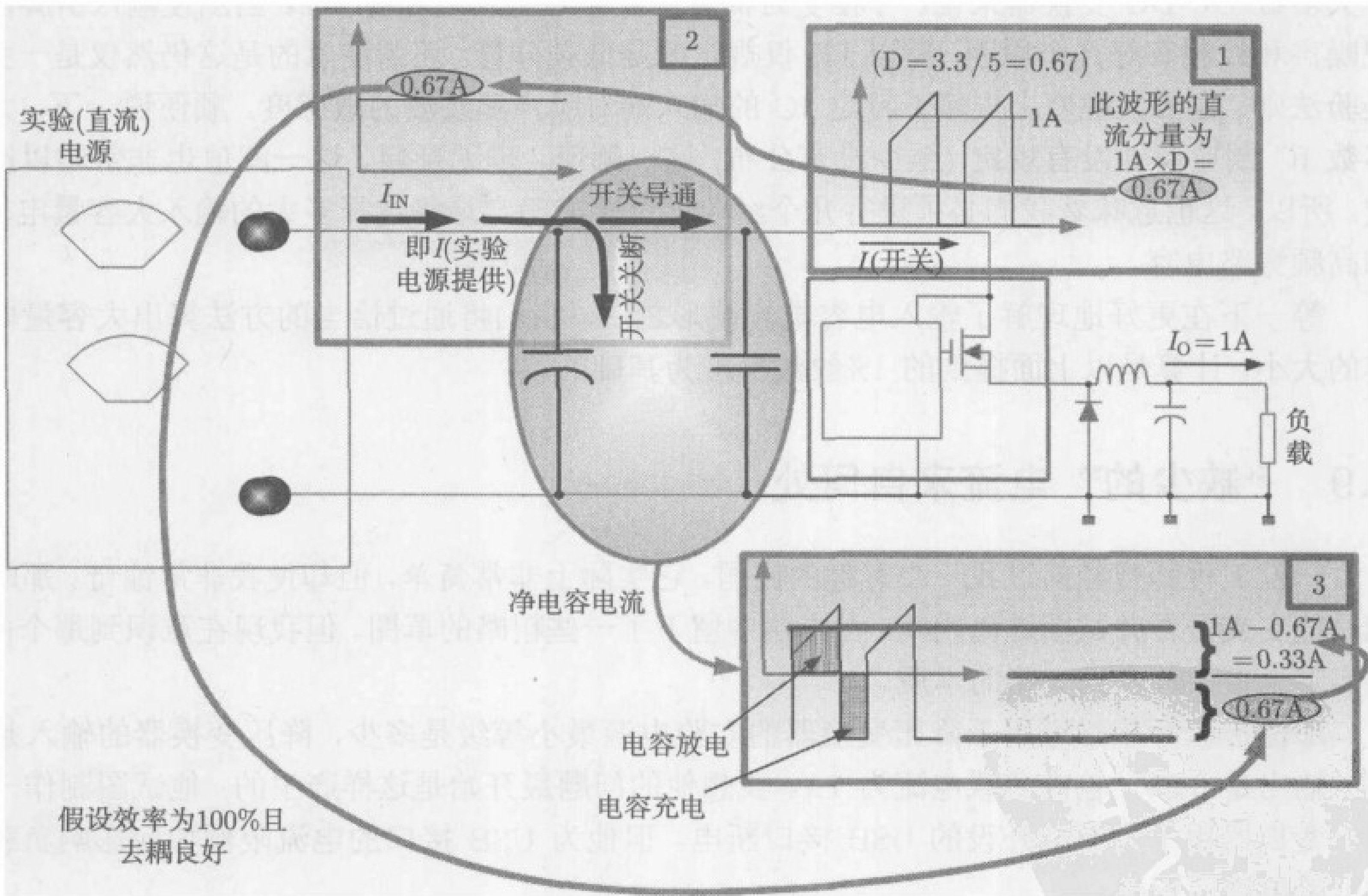


图 2-9 降压变换器中输入电容的作用

让我们从图 2-9 开始，图中将两个电容合并成一个输入电容，并假设电容提供完美的去耦。需跟随粗的灰箭头，从方框 1 开始，到方框 2，再到方框 3。推理如下所列。

- 整个周期内的开关电流平均值为 $I_O \times D$=0.67A(方框 1)。
- 但在整个周期内，电容不能改变直流净电荷 (电流)。(同理，稳态时在整个周期中，电感不能改变净伏秒数。)
- 所以，电感需要的全部直流电流只能来自于实验电源，即 0.67A(方框 2)。

- 那么，开关和电感电流中的全部交流分量必然完全来自于输入电容 (只能如此)。
- 但是直流输入电流 (0.67A) 在开关关断期间无法流过开关，所以只能如图中所示那样发生转移，为输入电容充电。注意若此转移电流不是 0.67A，相当于向一般被认为是直流的输入电流中引入了交流分量(这意味着去耦不理想，与初始假设相反)。
- 所以，如画出关断期间的电流波形，电容电流应保持为 −0.67A(方框 3)，即电容的充电电流。
- 而总的电容电流波形相当于将开关电流波形垂直向下移动，移动的大小正好等于开关电流的直流分量。从开关电流中减去直流分量就得到了电容所需的交流电流分量。
- 所以，电容电流波形的总高度 (峰–峰值) 仍为 1A(从斜坡的中点算起)，这也是开关电流的总高度。
- 这意味着电容电流在开关导通期间的平均值为1A−0.67A=0.33A(方框 3)。换句话说，尽管电容无法提供净直流电流 (在整个周期内)，却可以在开关导通期间提供缺少的电流 $I_O \times (1-D)$。
- 最后，这几个值要加在一起。输入电容的安秒数和电感的伏秒数在整个周期内的净值为 0(电容–电感的对偶性原理)。我们还得到了开关导通期间流向负载的 1A 电流，并认识到缺少的 0.33A 电流来自于开关导通期间的输入电容。接着，在关断期间，电容被充电，充至刚好使同样过程每周期重复下去的值。所以，正如我们料想的那样，安秒数 (电荷) 每个周期都保持下去。

注意，在降压变换器中，平均输入电流不等于负载电流 (正如那位工程师凭直觉设想的那样)，而等于平均开关电流。当然，平均开关电流与负载电流成比例：$I_{SW} = I_O \times D$(对于降压变换器)。

在图 2-10 中，我们将输入电容分解成高频电容和相对低频的大容量电容，各自分配的电流和最终相加后的电流均示于图中。现在这个谜终于解开了，并且在此过程中我们还明白了去耦电容表现出的行为。如果缺少适当的去耦，这个精密的平衡是多么容易被破坏！

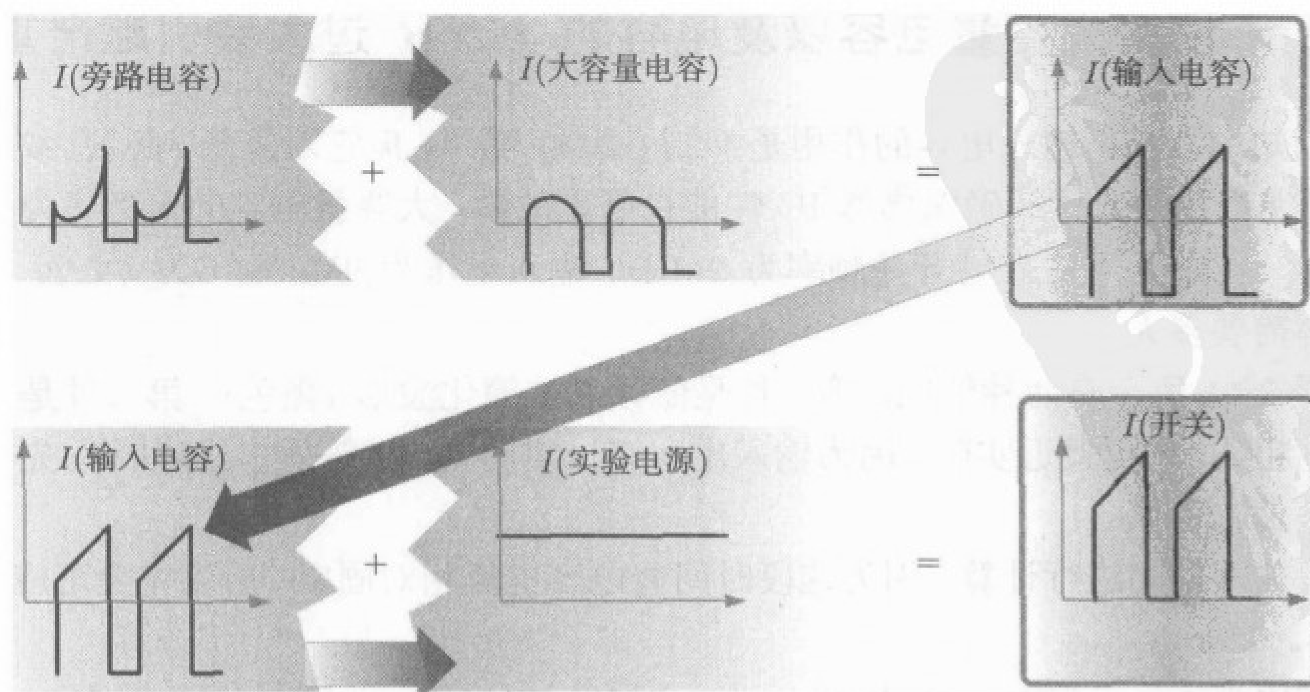


图 2-10 降压变换器中电流波形如何相加

2.10　检查你的实验电源

到目前为止，我们始终隐含性地假设连接至实验电源的长导线 (电缆) 有着相当高的阻抗，所以它们无法向变换器提供任何交流分量，或者假设输入电容有着完美的性能。但是这两个命题都不是完全正确的！实际中，电流的分布与去耦电容及输入电缆阻抗之比有关。所以，如果将电流探头接至任一条电源输入电缆上，则原本应为直流的波形却出现严重的波动。实际上，实验电源正试图帮助去耦电容，为它提供所需的尖峰开关波形 (对电源的好感又回来了)。

但如果输入电源的阻抗并不太高，并且去耦电容不如想象中的理想，正如刚才提到的那样，变换器的输入电压将出现严重的尖峰、下降和振荡。所以，当客户有问题时，我们需要做的第一件事是询问输入电源的准确结构。无可否认的是，*在实验室中遇到的许多问题都可以追溯到电源的影响*，电源的作用是为变换器提供输入功率。决不能假定输入导线是无噪声的，实际上也绝不是。问题是，是否糟糕到引起问题的程度？所以，应*始终*将示波器探头接到输入引脚 (与 IC 靠近)，观察问题发生的时候到底出现了什么现象，这或许会带来重要的线索。当然如果问题仅仅因为*噪声*而产生，这样做就没有意义了。对于这种情况，应加一个小陶瓷电容，看看问题是否能得到缓解。

所以，我们得出以下结论。

- 如果高频去耦不佳，唯一的检查方法是紧邻 IC 引脚放置一个 0.1μF 的电容，看看问题是否消失。几乎无法借助仪器*确定*引起这类问题的原因，我们只能去*推断*。
- 为了检验大容量解耦电容性能是否足够好，可在实验电源的导线和变换器间接入电流探头，看看信号抖动是否严重。
- 还要确保实验电源没有问题。如果可能，可用实验室中完全不同 (牌子/额定值) 的另一台电源代替当前的电源试一试。
- 必须确保 (低频) 输入电压纹波小于 1%(即 ±0.5%)。

2.11　未使用大容量电容以及电容的 ESR 过大会引起严重问题

我们知道 0.1μF 输入电容的作用是抑制 (高频) 噪声，但它对降低 (低频) 纹波几乎没有作用。而现在我们要计算确保典型 IC 性能良好无故障，大容量电容的值到底为多少。

例：一款降压开关 IC，开关频率为 2MHz，输入电压为 9V，输出为 5V @ 1A。输入大容量电容需要多大？

如图 2-11 所示有两种情况。第一种是低频纹波简化波形 (黑色)。第二种是与之部分重叠的灰色粗线，它更接近实际，因为输入电容有一定的 ESR(等效串联电阻)。先计算前者所需的大容量电容值。

选择关断期间进行计算，因为这段时间内电容电流相对固定 (所以完全可应用公式 $I = C\mathrm{d}V/\mathrm{d}t$)。

占空比为 $5/9 = 0.56$，开关周期 T 为 1/2MHz=0.5μs。所以大容量电容在 $(1-D)\times T = 0.22\mu s$ 期间内流过的电流为 $I_O \times D = 0.56A$。允许的纹波大小为 1%×9V=0.09V。故

$$C = I \times \frac{\mathrm{d}t}{\mathrm{d}V} = 0.56 \times \frac{0.22 \times 10^{-6}}{0.09} = 1.36\mu\text{F}$$

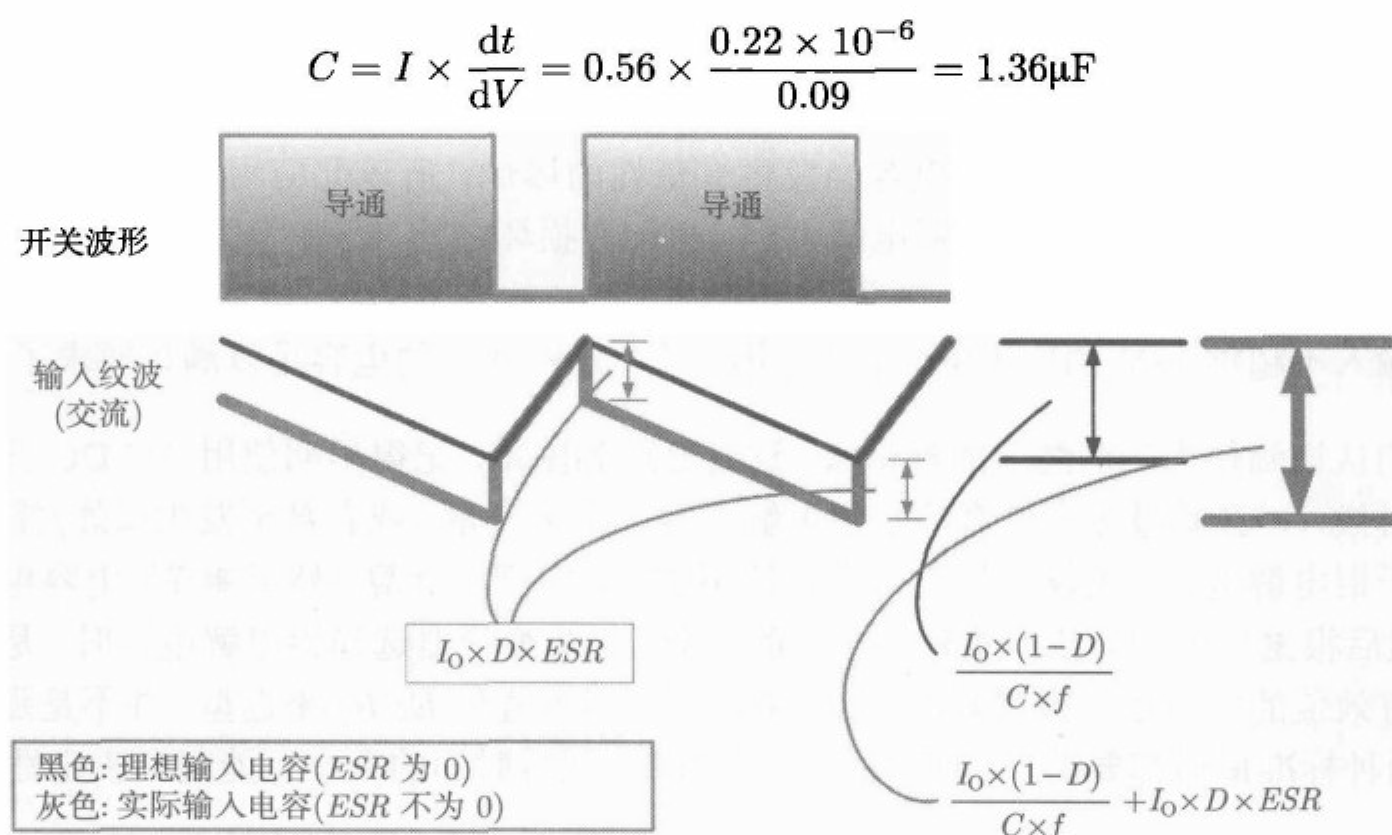


图 2-11 降压变换器的输入纹波反映出非理想大容量电容的影响

事实上，由于大多数陶瓷电容的实际容值仅为制造商标称容值的一半左右，所以至少需要标称值为 2.2μF 甚至 3.3μF 的陶瓷电容。还需注意的是，上述计算中忽略了输入电容的 ESR 压降。通常，此压降会使输入波形出现小的跳变，如图 2-11 所示 (灰色波形)。所以由图 2-11 可知，刚才在零 ESR 时计算出的低频纹波现在要增加 $(I_O \times D) \times ESR$(并非增加了两倍，实际上有些工程师还是这样认为——请盯着图仔细地观察)。注意陶瓷电容的 ESR 非常低 (典型值在 5~30mΩ 之间)，对于 30mΩ 的 ESR，纹波将额外增加 0.56×0.03=17mV(总体目标是小于 90mV)。比目标值稍大些的纹波或许也可以，但假设使用了典型的电解电容作为输入大容量电容，其 ESR 假设为 200mΩ，则 ESR 单独产生的纹波就达到 111mV，这就已经超出我们的目标了。

可以将几个铝电解电容并联以有效地降低 ESR，还可以大幅度增加电容的值，使总的纹波限制在 1%以下。还需注意的是，铝电解电容的 ESR 随着时间的推移会越来越大。所以，**如果有客户几个月后将产品退回，很可能就是因为大电解电容老化了！**试着将电容替换掉并且再重新检查一次。

通常，总是需要将示波器的探头接至开关 IC 的输入引脚以确认输入电压的纹波在 1%以内。否则控制部分更容易出现无法解释的现象，即便一台样机没有问题，另一台也会有！如果不做实际测量，你永远不会知道问题是否会发生。

所以，如果你不假思索地将电容接到输入端 (希望电容起作用，却不做前期的计算及后续的测量)，则很容易出现一些难以解释的故障。

问题 在某应用中，大容量电容计算值为 45μF，可以选择 47μF 的电容吗？

回答 **通常，需要选择比理论计算值至少大 1.4 倍的电容。**在某个应用中，在一定时间内影响电容实际容值的因素非常多。例如，如果施加的电压增加，大多数陶瓷电容的容值会显著下降。理论上，铝电解电容的容值更稳定，但它们很容易老化 (因为电解液会变干)，伴随着容值的显著降低且 ESR 增大。(请参考第 4 章 “明

智地使用电容”。) 另一方面，钽电容的 ESR 可令人接受，容值更稳定，没有老化现象，且工作温度范围很宽。但钽电容最大额定电压限制在 50V，实际应用中还会降到该值的一半。另外，钽电容会发生有毒性的爆炸。所以此应用中，选择 68μF 的陶瓷电容较为合适。对于铝电解电容，由于它损坏之前 ESR 变得更高，所以至少应将两个 47μF 电容并联，或单独使用约 100μF 的低 ESR 型电容。对于钽电容，在输入不超过 18V 的应用中，单独使用一个 47μF/35V 的电容足以满足要求了。

我们认识到作为一名纯粹的理论家，这时会遇到困难。记得早期使用 AC-DC 开关模式电源的时候，一开始最令人惊奇的是铝电解电容会失去容量 (或者甚至发生爆炸/排气)。但记住对于铝电解电容，仅仅选择大值电容还不够，还需仔细计算 (然后测量) 电容电流的有效值，然后根据厂商的建议尽量延长电容的寿命。当为变换器选择铝电解电容时，是根据承受电流有效值的能力还是根据其产生纹波的大小 (其容值和 ESR) 来选型，并不是那么明确的，而两种标准最后都要满足。在 AC-DC 电源中，保持时间的大小可能起到决定性作用。

2.12 只用一个电容来抑制噪声和纹波？

或许我们会问，为什么不用一个陶瓷电容来满足高频和低频的旁路要求呢？在某些情况下或许是可行的，但小型封装陶瓷电容高频内阻抗比大陶瓷电容低很多，它的谐振频率 (超过此频率时表现出电感特性) 也高很多 (典型的 0.1μF 电容直到30MHz 都是有效的，1μF 电容谐振频率只有10MHz)。另外，从 PCB 布局的角度看，将小型封装的电容紧邻 IC(通常也是小型封装的) 放置更容易一些，走线也可以更短，会有效降低输入和地之间的阻抗。所以当前流行的解决方案是通常用一个小陶瓷电容与一个大容量电容并联。后者并不一定是陶瓷电容，取决于具体应用和开关频率。

注意，由于对大容量电容的阻抗要求相对来说不那么严格，可距离小电容 1~2cm 放置大容量电容，而不会引起任何问题。当两个电容相距太远时，它们与走线的电感一起会形成一个 C-L-Cπ 型滤波器，它会发生谐振。但是如果处理得好的话，会为其他一些更关键的元件在 IC 附近释放出宝贵的空间。当然如果决定从 IC 附近移除大容量电容，无论电容是陶瓷的还是电解的，或者如果使用更高内阻的大容量电容 (即使离 IC 很近)，则必须紧邻 IC 放置一个 0.1μF 的电容 (为了满足开关转换时对电流波形边沿的要求)。

问题 我可以将几个相同的电容并联改善旁路性能吗？

回答 可以，但只是在一定程度上改善。总的 ESL(等效串联电感) 和 ESR 减少了。电容值成倍地增加，但是电容组总的自谐振频率与一个电容相比是不变的 (即电容仍将在高于这个频率时表现出感性)。相关方程为

$$C \Rightarrow nC$$
$$ESR \Rightarrow ESR/n$$
$$ESL \Rightarrow ESL/n$$
$$f_{谐振} \Rightarrow f_{谐振}$$

式中 n 为并联电容的数量。

故如果某一系列的开关 IC 对高频旁路要求非常高时，无论是否使用了大容量电容 (或并列的大容量电容组)，使用 0.1μF 的电容通常是无法避免的。0.1μF 的陶瓷电容自谐振频率一般为 30MHz，对于大多数现代开关 IC 来说，这一频率已经足够高了。容值过高，自谐振频率就过低；容值过低，存储的能量太小，不能使电流形成尖峰。

首先应降低电源走线的噪声

在进行故障诊断前，我通常在大容量电容的上面再焊上几个同样的电容，只是为了加强滤波，然后观察这样做是否起作用 (如图 2-12 所示)。对于高频旁路电容，也可以这样做。PCB 上的空间非常紧张时，这种方法十分有用。然而，为了使这种做法发挥作用，需在电容的两侧使用足够的焊料，只有这样上面的电容在高频时的阻抗才足够低。

注意，在调试中，无论要检查的是什么，使电源走线不受干扰都很重要。幸好，加强输入滤波几乎不会引发任何问题。所以我通常在后面的调试中，将这些附加的输入滤波电容留在那里。

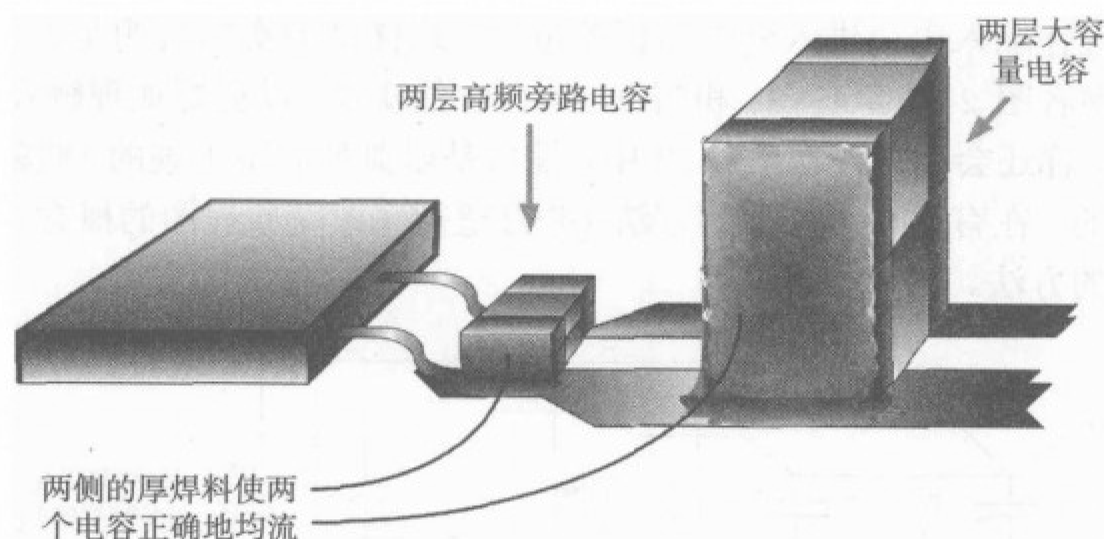


图 2-12 通过叠加电容改善输入去耦

在 AC-DC 电源中，通常使用一块控制器和一个外部开关，所以应分别考虑控制 IC 和开关的旁路要求。我记得我曾首先尝试降低控制 IC UC3842 的电源走线噪声，方法是在 IC 的电源引脚接上两个小电解电容。这样做唯一的问题是首次启动时 3842 需要相当长的时间充电 (通过连至高压直流导线的启动大电阻)。但 3842 一旦开始工作，就转而由辅助绕组继续使电容保持在充满电的状态 (噪声和纹波会更小)。

我更喜欢在问题解决后，才移除附加的输入滤波器件。例如，对于垂直叠加的电容，我将一个一个地把附加电容移除 (每次都将两个电烙铁同时放到器件的两侧)，并在每一步都确保问题没有再次出现，并且没有新的问题产生！

2.13 控制 IC 也需要无噪声的电源走线

还要牢记的是，电感需要的尖峰电流只是去耦和旁路的目的之一，IC 的控制部分也需要电流。虽然你会认为由 DMM(数字万用表) 测得的 IC 电源电流十分小，但实际上，该电流中也含有相当大的交流成分 (持续时间很短的电流尖峰)。在一个开关周期中，IC 内部多个晶体管或电路模块会突然开关，比较器可能会改变状态，驱动级需要突然上升的电流，等

等。实际上，所有这些都会改变 IC 对供电电流的需求。所以，对于典型的降压开关 IC(包含集成的 MOSFET 和一个输入电源引脚)，0.1μF 的电容有*两个任务*——同时为功率级和控制部分提供高频去耦/滤波。如果控制部分和开关相距很远，需将两者的滤波需求分开。注意，同样的高频去耦方法适用于升降压变换器，因为它的输入电流波形也是突变的。而对于升压变换器则有所不同，将在下一部分进行探讨。

2.14　升压变换器的去耦稍有不同

在升压变换器中，输入电感电流没有跳变，这是由于电感与输入串联，使电流的变化变得缓慢。所以尽管仍然需要大容量电容使缓慢波动的电感电流进一步平滑，但从原理上讲，似乎高频旁路不是必需的。不过等一下！控制部分仍需要定额的电流尖峰！由于控制部分通常是由输入走线供电的，所以无论如何要在输入走线和地之间接上一个小陶瓷电容 (尽管典型的升压开关 IC 所需的电容会小至 10nF~22nF)。注意这个电容*必须总是紧邻 IC 的控制部分放置*，不能放置在输入电缆进入到电路板的位置。这样做的实际目的是为了旁路控制级，而不是功率级。参看图 2-13(原理图) 和图 2-14(PCB 的实现) 以更好地理解我的意思。

顺便提一句，你还会注意到在图 2-13 中，最后是以典型的不正规的 (欺骗性的) 原理图来完成全部分析的。在有人有了更好的方法 (并有望彻底改变原理图的概念) 之前，这似乎是目前为止唯一的方法。

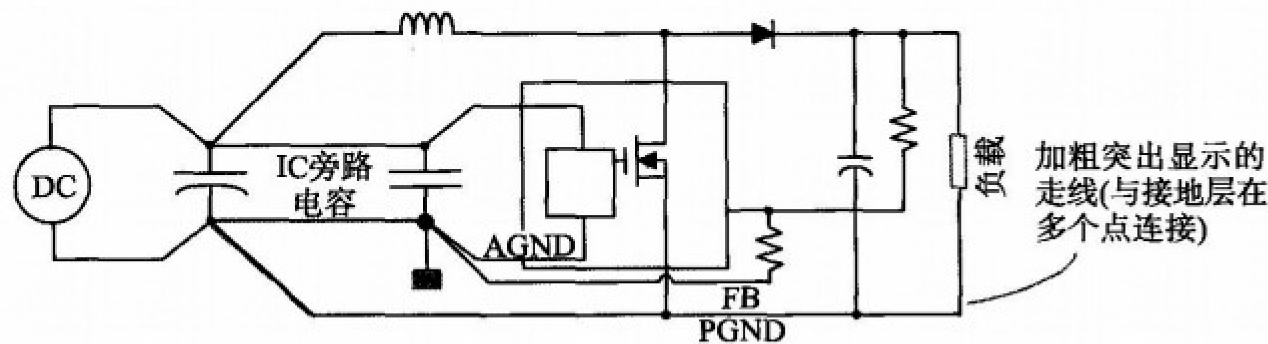


图 2-13　设法在原理图上标示出如何为升压变换器布线

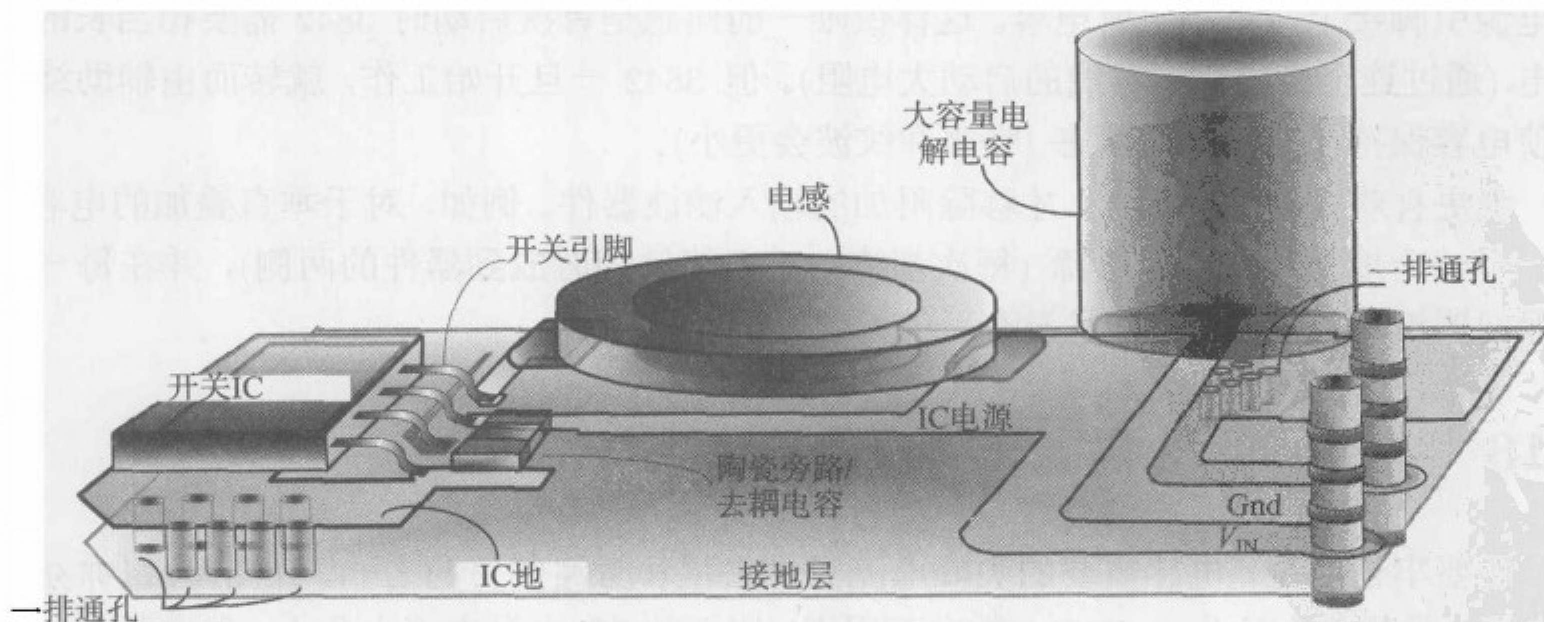


图 2-14　升压变换器输入布线方法的实际实现

第3章　输出噪声与滤波

3.1　测量输出噪声和纹波

电源毕竟只是大型系统的一部分。所以，除了关注噪声和纹波对变换器自身的影响之外，还要考虑它们对系统其余部分的影响。幸好，如果系统对噪声过分敏感，工程师就绝不会首选开关电源，而是使用那些低噪声、高功耗的 LDO(线性调节器)!

当客户回来抱怨开关变换器输出噪声和纹波过多时，通常纹波确实是存在的，但噪声可能是由不正确的测量方法造成的假象 (或没有测量)。一定要问客户是否有噪声和纹波！你可能惊奇地发现相当多的人采用如图 3-1 所示的方法测量纹波，或者采用了如图 3-3 所示的更糟的方法！注意对于第一种方法，示波器的地探头会等效出很大的无线接收器拾波线圈，而第二种方法会产生很大的环流辐射天线 (如果沿着接地层存在电压降，它当然会驱动出环流)。如果你不相信，就像图 3-2 那样连接你的探头试试。不，这幅图没有印错，它与第一幅图有着微小的差别！你可能会对要从这幅图中测量什么感到惊奇。实际上，在任何故障诊断过程中，每当你遇到奇怪的示波器连接图，首先尝试采用这种简单的探头接地技术来验证它确实是正确的。

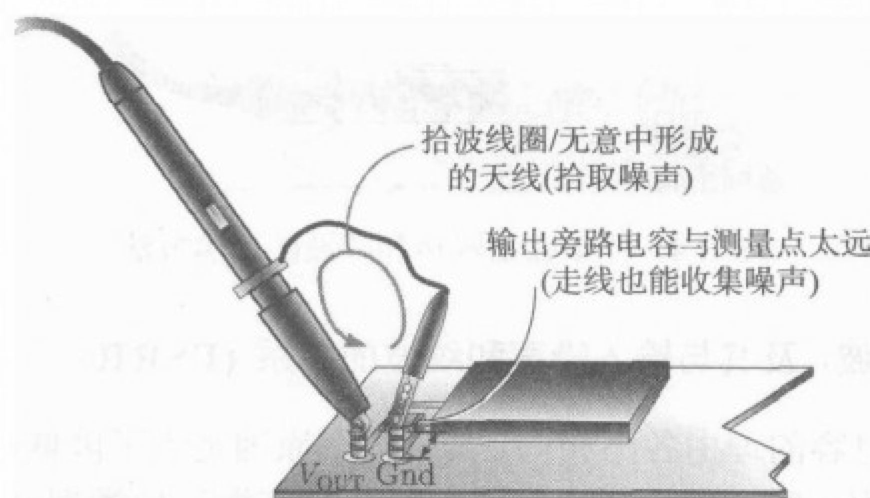


图 3-1　测量输出噪声和纹波的错误方法

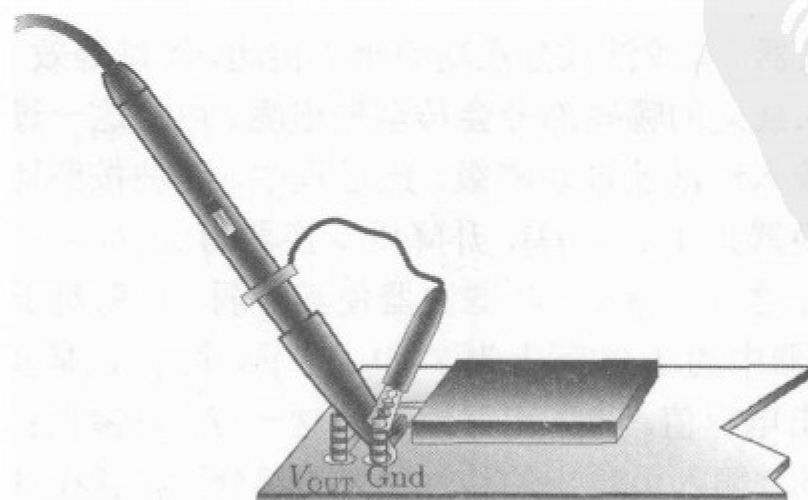


图 3-2　检查紧邻 IC 处的外来噪声

测量噪声和纹波的正确方法如图 3-4 所示。另外，如果要采集噪声的波形，示波器应设置为交流耦合模式，终端阻抗设为 50Ω。否则探头同轴电缆的 50Ω 阻抗将与示波器的输入阻抗不匹配，电缆上将出现信号的反射。结果，示波器显示的噪声幅值将比实际值约大两倍。但对于纹波成分，应选择 1MΩ 的终端阻抗。一般而言，测量纹波时，探头的衰减系数最好设定为 10:1，但对于噪声，设为 1:1 更合适 (这些都将在后面做出解释)。

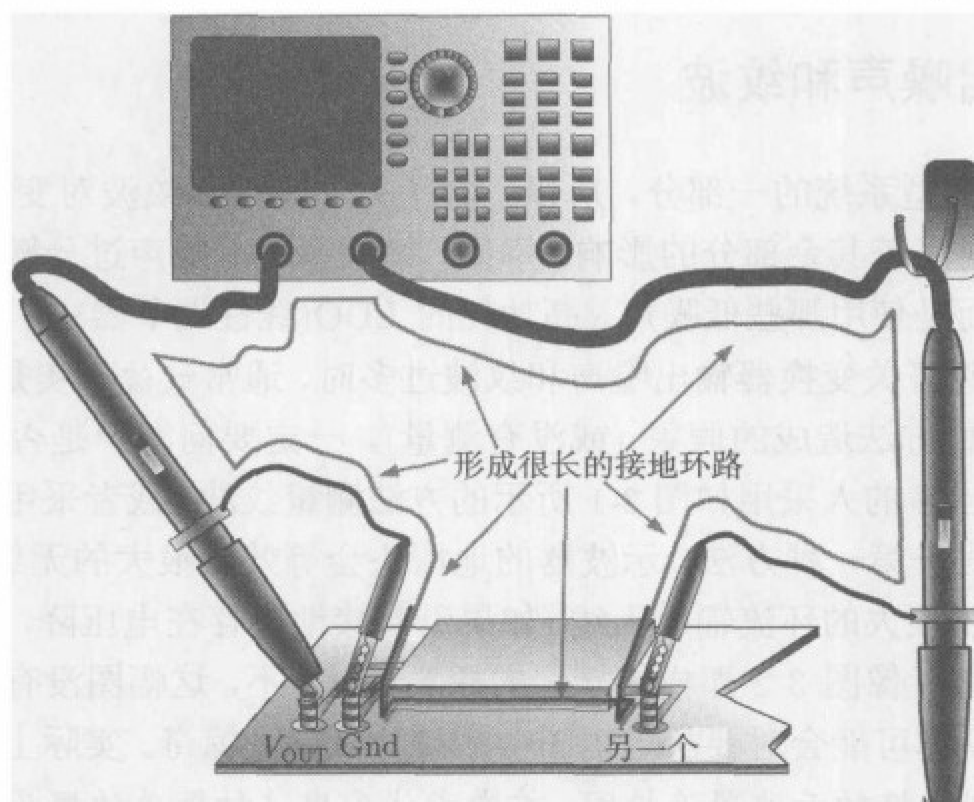


图 3-3 测量任何信号时的最坏方法——如果接地线夹位于不同的接地点，会产生很大的环流辐射天线

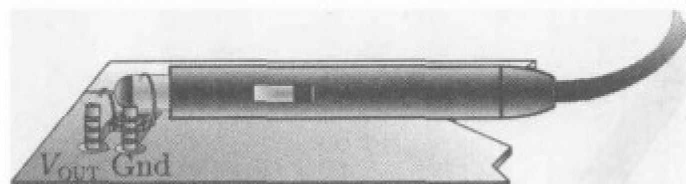


图 3-4 测量输出噪声和纹波的正确方法

3.1.1 输出噪声和纹波，及其与输入噪声和纹波的关系 (PSRR)

工程师使用输入电容的理由各不相同，其中一个原因是为了降低输出噪声和纹波！在某些情况下这确实起作用，但是微妙之处在于需要针对变换器的类型及应用才能知道这么做是否有效。让我们分析其中的原因。

- 在 DC-DC 变换器中，纹波成分在功率级中传递，经过等效 LC 滤波器到达输出。所以问题是：输入纹波的哪些部分会传至输出呢？可将这一过程看作两个级联增益级的乘积。首先输入纹波流过功率级，此过程中，纹波按照比率 V_O/V_{IN}(降压变换器为 D，升压变换器为 $1/(1-D)$，升降压变换器为 $D/(1-D)$) 衰减或者增强。接着，在纹波到达输出之前，等效 LC 滤波器使其减弱。注意对于升降压变换器和升压变换器，LC 滤波器中的 L 实际上为 $L/(1-D)^2$，其中 L 是实际采用的电感值，C 始终是实际的输出电容值。为了更好地理解这一点，可参见我另外一本书《精通开关电源设计》中的 “输入至输出的传递函数” 部分。注意在开关频率时，开环增益很低，所以 LC 滤波器几乎没有降低纹波分量的能力。实际上可以忽略波特图对如何

处理纹波的作用。

- 注意对于 DC-DC 变换器和 AC-DC 变换器，高频均暗指开关转换时产生的谐波。对于 DC-DC 变换器，低频分量 (即纹波) 指的是与开关频率相关的所有分量；对于 AC-DC 变换器，低频分量 (即纹波) 主要指工频分量 (即整流后的 50Hz 或 60Hz)。所以刚才讨论的 LC 衰减也适用于 AC-DC 变换器。但从波特图中还能获得重要的帮助，因为波特图显示出在工频时 LC 滤波器的增益非常高，这对 AC-DC 变换器相当有利。实际上计算非常简单，如果功率级和 LC 滤波器共同产生的衰减为 23 dB，在波特图中，直流增益为 60 dB，则 50/60Hz 纹波分量的衰减为 60+23=83 dB；与开关频率相关的分量只会衰减 23 dB(不考虑控制环节的作用)。这是某标准过程的自然结果，即在直流 (0Hz) 和开关频率的几分之一 ($f_{\mathrm{SW}}/4$、$f_{\mathrm{SW}}/6$、$f_{\mathrm{SW}}/10$、$f_{\mathrm{SW}}/20$ 等) 之间的某处交越时的开环增益。这样变换器最终在直流时 (甚至在 50/60Hz) 会有很高的增益，所以在输出端，低频纹波分量得到很大的衰减。但在开关频率处，增益非常小，所以几乎没有衰减 DC-DC 变换器纹波的能力。
- 很明显，波特图对如何处理 AC-DC 变换器中的输出纹波作用很大。由于这种意想不到的帮助，可以允许在功率级的输入有更高的纹波——典型值为整流后电压峰值的 15%~35%。当然，这还非常有助于节省高压大容量电容产生的成本。然而，如此高的纹波几乎必然会使控制电路产生信号抖动，因此必须总是在控制 IC 的输入端接一 RC 滤波器。
- 电源对输入干扰的总体衰减能力用 PSRR(power supply rejection ratio，电源抑制比) 来表示。用图形表示时，通常以 PSRR 和频率的关系绘出曲线。我们将发现**频率较高时抑制比非常低**。其中一个原因可从波特图中找到，即高频时开环增益非常低。另一个原因是，即便是很小的杂散寄生电容 (例如功率开关与电感间的)，在噪声频率 (无论噪声源是什么) 时也呈现出很小的阻抗，使几乎全部的输入噪声不受阻碍地传递至输出。换句话说，**功率级的衰减 (之前定义的 V_O/V_{IN}) 对噪声 (甚至包括纹波) 频率分量也是不起作用的**。唯一的噪声衰减来自于 LC 滤波器 (顺利的话)。
- 所以，有以下几种方法能降低输出端的噪声。
  a) 在进入“食物链”的**入口**处就消灭它——因此无论对于哪种系列的开关 IC，都要在其输入引脚上加一个 0.1μF 电容。
  b) 在传递至输出的途中将其衰减——这需要具有极低并联寄生电容的电感 (不太实用)。此外，还可采用第 11 章介绍的各种 EMI 抑制技术。
  c) 直接将其消灭在**输出端**——因此输出端也需要良好的高频旁路，尽管会造成系统**振荡**(下面将会讨论)。如果空间和成本允许，也可使用 LC 终滤器 (以后会介绍)。
  d) 降低**噪声源处**的噪声——这是不错的办法，可与其他方法配合使用。将在第 6 章的 PCB 布局部分做进一步探讨。

3.1.2 接受噪声，但不接受振荡

当然可以通过直接在输出端跨接一个高频陶瓷电容来消除噪声。但是要注意许多开关

IC(例如前面提到的基于 BJT 的开关 IC 系列) 实际上是利用输出端*最小的ESR*来使控制回路稳定。在输出端跨接陶瓷电容通常是行不通的。

这时，可尝试抑制输入端的高频噪声来减少输出端的高频噪声。因此，这也是在老一代开关 IC(即 IC 中包含 BJT) 输入端接上小陶瓷电容的原因。这样做的主要原因*不是*确保控制不会因为开关瞬态噪声进入混乱状态，而是在噪声敏感的应用中降低*输出*噪声。

大多数卖给客户的含有对 ESR 敏感部分的评估板，其输出端只接有铝电解电容或钽电容。但实际情况是，客户喜欢将评估板接到自己的系统中，完全忘记系统电路板上一排排的陶瓷电容 (用于不同节点间的去耦) 的存在。结果，开关 IC 会丢失控制回路中有用的零点，从而导致振荡 (参见图 3-5)。如果连接导线短的话，振荡更易发生。

我的一位重要客户在大规模生产计划开始的几个星期前就遇到这个问题。在我说服他给我看了*实际的系统板*并做了正确的环路检查后，他对开关 IC 的相位裕度非常小感到惊讶。他甚至从没*想过*稳定性会成为一个问题。之前，他一直觉得用假负载 (只不过是一组电阻) 进行普通的功能性测试很方便。然而，在我告诉他这样做有问题之后，我还必须帮助他挽回场面。

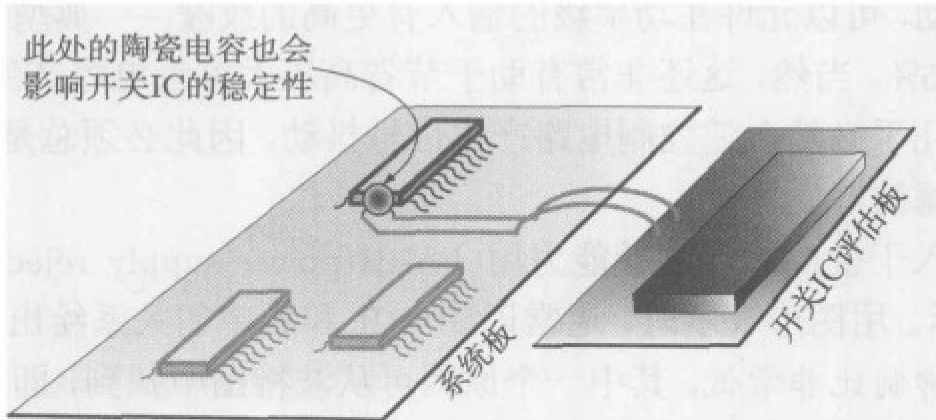


图 3-5 系统输入阻抗会造成开关 IC 不稳定

我告诉他试着将开关 IC 挪动一下位置，便于在输出端接入低 ESR 电容。但这意味要对 PCB 进行重大修改，并重新证明它是合格的 (看起来很恐怖)。我建议他采用另外一种方法，设法为丢失的零点找一个替代零点，可通过一个前馈电容实现，如图 3-6 所示。但很明显，这种方法需要外接一个分压器 (他的开关 IC 的电压选择是固定的)。或者也可如图中所示接

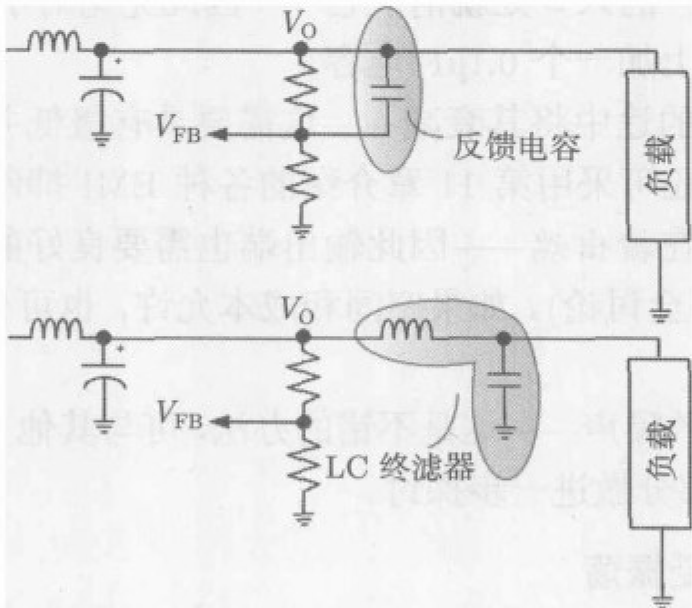


图 3-6 当系统终端使开关 IC 不稳定时稳定变换器的方法

入一个小的 LC 终滤器。此时，非常小的电感就能满足要求了——典型值约在 0.1~0.5μH 之间。但我们必须确保反馈走线的终端仍位于这个 LC 终滤器的开关 IC 侧，如图 3-6 所示。

当设计开关 IC 的 PCB 时，设法未雨绸缪，将固定电压部分转换成可调电压 (为两个电阻预留空间)，以便于调试。当你面对各种可能出现的问题时，很可能要向后退到这一步。

尽可能早地测试开关 IC 的相位裕度，测试时使用的负载应尽可能地接近最终负载。正如前面所提到的，即便是最普通的开关 IC 启动问题也不会在使用电阻负载时表现出来。应使用电子负载进行测试，且让其工作在恒流 (CC) 模式。

客户带着我的建议离开了，但我认为他不会完全采纳我的建议，他只会为最后时刻的死里逃生感到震惊。我猜他会很快开始大规模生产 (只做了非常小的修改)。我从中了解到，对于这样的情况，好消息总是 "完全没有消息"。并且作为一名应用工程师，如果没有从老板那儿听到不好的消息就足够了。但在很少的情况下，客户很不耐烦，将问题反映给老板，有时反映给老板的老板！这在下面的故事中发生了，注意故事的结局**稍微有些别扭**！

我记得几年前在圣诞假期孤独的不眠之夜，我最终发现了引起 "第三代" 开关 IC 系列出现奇怪占空比的原因，是由开关 IC 的折返行为引起的。我正考虑将情况小心地 (但坦白地) 报告给那位无疑很愤怒的客户，但我久经磨练的老板插手了，并察觉到这是严重的责任性问题，尽力找借口将我们应用小组从困境中完全解脱出来 (向客户辩解："我们已经提供了 '足够的对策'。" 简而言之，就是 "走开，你这个微不足道的失败者")。所以有一天，这位有敌意的近乎愤怒的客户将这件事告诉了我老板的老板。显然，他拨通了公司的产品支持热线，要求生产线主管听电话。但是他没有想到，电源管理组趾高气扬、"我什么都明白" 的生产线主管 (PLD) 正忙碌于 30 000ft 高空的飞机中，并指派他的产品工程 (PE) 经理在他不在时担任 PLD。所以这位客户的严词谴责自然而然地转移到了 PE 经理身上。不幸的是，因为 PE 经理恰好不仅是我老板的同辈，还是我老板休假时的伙伴，实际上就是家庭朋友。所以就像是对左手抱怨右手的行为，而大脑却对究竟发生了什么一无所知。在客户抱怨后不久，PE 经理漠然地走进我们的实验室告诉我发生了什么。但他不屑一顾地说 "小事一桩"，并说无需为此担心。然而，仅在几个月之后，当某些大客户开始陆陆续续地抱怨我们，声称出现了同样的问题，并且要求立即给予解释时，一切都改变了。就在那个时候，我们像一个令人羡慕的团队一样，仓促地在数据手册上面写上了 400 字的免责声明。毫无疑问，在 300 000ft 的高空，9yd(1yd=91.44cm) 的能见度是不足的！

3.1.3 噪声太严重了？尝试降低 MOSFET 的速度

由第 2 章可知谐波幅值取决于上升和下降时间，这是工程师总是试图降低 MOSFET 开关速度 (增加开关转换时间) 的其中一个原因，其代价通常是损失一定的效率，但有时这也有助于提高效率，正如我们将要看到的。

现简要说明为什么要降低，以及如何降低功率开关的速度。

例如，如图 3-7 所示的典型 AC-DC 电源 (反激或正激)，其中高压 MOSFET 的开通电压通常很高 (约为 8 V)。一般来说，应试图实现快速关断和相对慢速的开通。我们担心的是如果开通过快，可能没有足够的时间供输出的超快二极管反向恢复，因此开关中将会流过很大的二极管反向恢复电流，增加了开关的损耗，而不是提高了效率。R_{ON} 和 R_{OFF} 的典型值分别为 22Ω 和 4.7Ω。然而，我记得当我正在努力让我的 AC-DC 电源满足一般的 EMI 标准

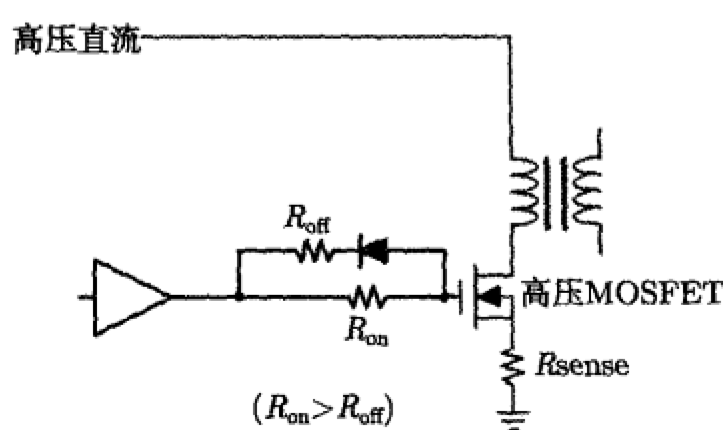


图 3-7 通过增加 R_{ON} 来减少 AC-DC 应用中开关的开通速度

时，一位非常有经验的同事重新设计了功率级。结果，他用一个简单的单级 EMI 滤波器通过了 EMI 标准，而尺寸至少为我的电源的一半。他甚至没有使用共模扼流圈。哇！或许他所做的最重要的事仅仅是将 R_{ON} 增加至非常大的 100Ω。这起作用了！电源的效率即使没比我的更好，也与我的相近，这令人吃惊。必须牢记 EMI 滤波器也会增加总的损耗，而且大的滤波器很可能损耗也更严重。当然，我们假设无需为 MOSFET 中增加的少量损耗更换更大的散热片或增加其他元件。

实际上，我曾描述过什么是效率的调节过程。也就是说，*你有意在此处放弃了 1W 或 2W，只是为了在别处获得更多。*

与此有关的另外一个例子是标准的 PFC 预调节器升压变换器，如图 3-8 所示。如果开关开通过于迅速，总是会导致很大的反向恢复电流流过二极管和开关。这不仅会使效率降低

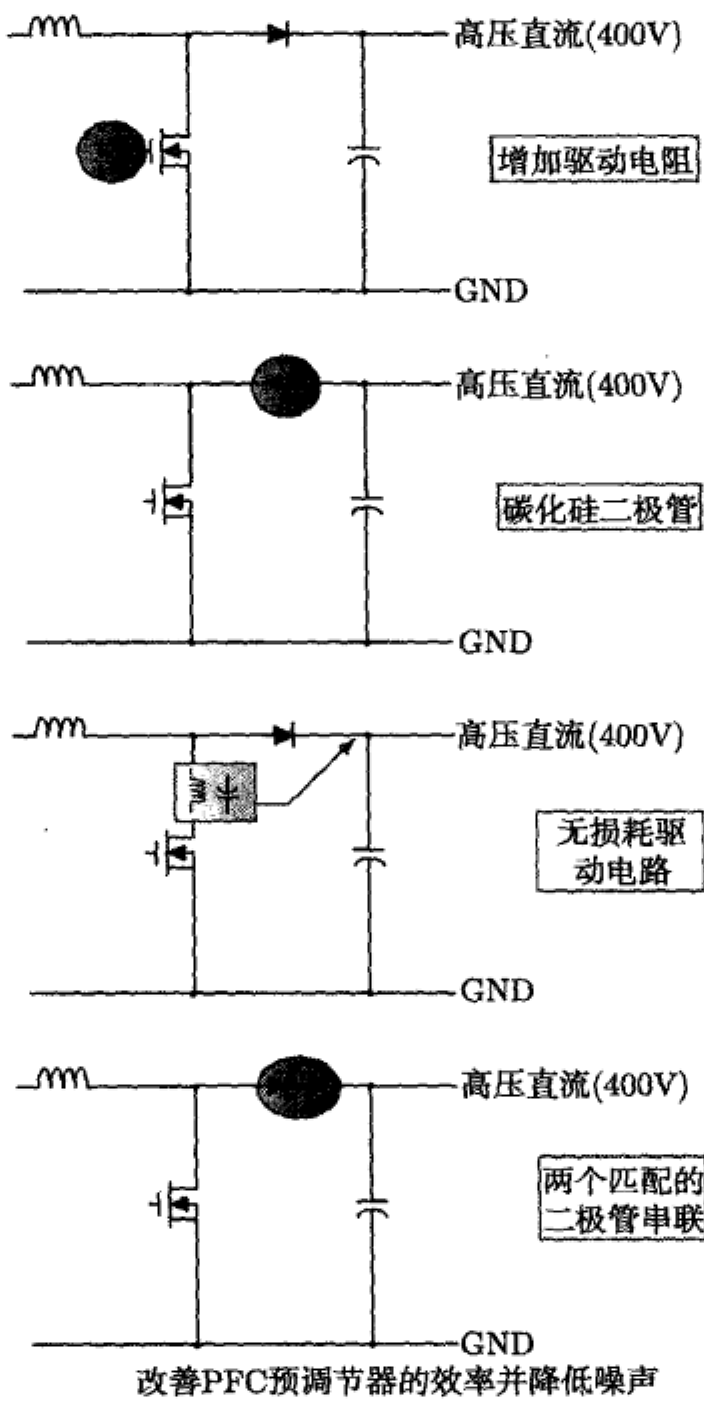


图 3-8 减少高压升压变换器反向电流尖峰的方法

5%~10%，还因为这种电流尖峰含有高频率高分量，PCB 也难以承受，EMI 会更高，增加了输出噪声和纹波。有多种方法可解决这一问题，如图中所示。没错，总是可以降低开关的开通速度 (增加上拉驱动电阻)，但会严重影响效率，因为涉及了高压 (此应用中，通常期望本级的效率在 85%至 95%之间)。所以，一些工程师使用了新型开通缓冲电路，这些电路通常拥有专利权。注意，任何这样的缓冲电路通常会使开通时电流脉冲前沿稍微延迟，缓冲电路采用一个小扼流圈收集此过程中产生的能量；随后，开关关断时，能量循环至输出 (或输入)，所以能量并没有消耗 (以热的形式)。作为第二种选择，如今一些工程师愿意将 PFC 的钳位二极管 (catch diode) 升级为碳化硅型 (SiC) 二极管，它有着几乎为 0 的反向恢复时间 (由 Cree 公司提供)。但在过去，许多工程师仅用两个串联的二极管 (每个额定电压约为 400V) 代替 PFC 中的一个 600 V 二极管来改善变换器性能。通常，这会额外产生传导损耗，这是一种热损耗，原因在于额外的二极管正向压降造成的损耗大于经改善而减小的开关损耗 (其中反向恢复电流是主要原因)。问题是，不仅应使两个串联二极管在稳态时均压良好，动态时 (开关转换时) 也应如此。这很难得到保证，因为某些制造商为此类应用开发出了 “串联” 二极管，即将两个二极管集成在一个模块中，使两个二极管的电压基本相等。他们的匹配原则与我提出的用于镇流器的不平衡变压器驱动技术基本相同。

另一种降低反向恢复电流直通的方法是确保升压二极管在开关开通前没有正向电流流过，二极管将立刻阻断反向电压。换句话说，升压变换器工作在 DCM 模式或 BCM 模式 (临界导电模式) 会产生更高的电流尖峰，但电感可取得更小一些 (没错，如果 r 很大，电感的尺寸通常会降低)，并且效率可能会更高，因为此时交越损耗为 0。

在 DC-DC 变换器中，如果将一个小电阻 (通常为 10~20Ω) 与驱动级的去耦电容串联，可在一定程度上降低 MOSFET 的开通速度。例如，对于我曾提到的第三代开关 IC 系列，可将小电阻与自举电容串联。这种方法曾帮助了 10%~20%的客户，但不知什么原因，无法在开关 IC 数据手册的应用信息部分找到这个小技巧。如果是外部 MOSFET，可尝试用一个小电阻与栅极串联，但这对开通和关断电压均有影响 (阈值电压这么低，与电阻并联的二极管丝毫不起作用)。

在现代同步降压变换器中，降低 MOSFET 转换速度主要是为了避免 $C\mathrm{d}V/\mathrm{d}t$ 开通现象。如果仔细观察低端 MOSFET 的栅极 (非常靠近 MOSFET 处) 信号，你将在高端 MOSFET 开通瞬间，观察到短暂的尖峰 (见图 3-9)。实际上，高端和低端 MOSFET 同时导通了。在高端 MOSFET 开通的瞬间发生了什么，从而将 SW 节点突然上拉？这个变化的电压感生出小电流，流过 MOSFET 的漏–栅电容 (根据 $I = C\mathrm{d}V/\mathrm{d}t$)，造成了低端 MOSFET 开通。低端 MOSFET 的驱动电路 (包含连接走线的阻抗) 通常距离很远，以至于不能有效地对这个短暂尖峰做出响应。结果导致了交叉导通，造成毁坏性后果，至少也会使效率严重下降。当变换器工作在普通的同步模式 (强迫 PWM 模式，不是跳周期模式) 且负载很轻时，效率的损失变得特别显著。我常做的一个测试是检测性能良好电路板空载时的电源电流，如果观察到几毫安的电流，就能断定发生了交叉导通。我还喜欢在开始选择器件时，比较各种低端 MOSFET 的 $C_{\mathrm{GD}}/C_{\mathrm{GS}}$ 比值 (等同于 $C_{\mathrm{RSS}}/C_{\mathrm{ISS}}$)。比值低的 MOSFET 比较敏感，同样，稍高的阈值电压 V_T 可增强 MOSFET 抵御这种错误开通的能力。在几年前的一次 IC 设计工作中，我们在 IC 制造的最后一刻将硅 “扭转一下”，只是为了使驱动电路的 “侵略性” 没那

么强。SW 节点的上拉至少降低了一半，从而降低了开通速度。这样做通常还可以显著节省硅的面积，使产品性能更好。

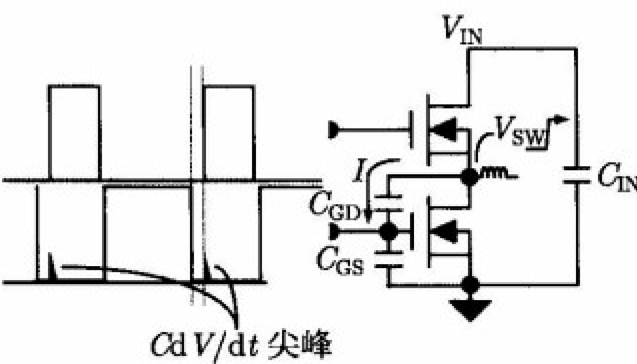


图 3-9 由高端 MOSFET 开通过快导致的 CdV/dt 交叉导通

一次，一家较大的台湾制造商将他们高端笔记本电脑的电路板返回给我们，想弄明白为什么与我们生产的控制 IC 连接的 MOSFET 会烧毁。当然，他们将 MOSFET 放置得太远了。但另一个原因是，尽管我已经在手册中给出了 MOSFET 选择标准的详细信息 (例如，C_{GD}/C_{GS} 比值)，但他们却随心所欲地选择了 MOSFET。这非常不明智！结果产生了严重的交叉导通。因此我问自己："如果我没能阻止栅极驱动的 CdV/dt 交叠，那么是否我至少能减少在这期间流过 MOSFET 的电流呢？" 我希望用某种方法解决此问题而无需对 PCB 的设计做重大修改 (并且不会产生商机损失的可能性)。在一次试验中我实现了目标，只不过是将输入大容量电容 C_{IN} 其中的一端抬起，使其高于电路板几毫米，并且用相当细的导线把这一端再焊回电路板上 (如图 3-10 所示)。进行这一操作的每个电路板上，MOSFET 烧毁现象立即消失了。一个非常明确的证据是，在几纳秒的 CdV/dt 交叠中，我引入的小电感足以显著地将交叉导通电流限制住。当然，这个简单的方法使输入去耦 (用于功率级的，*而不是控制器*) 变差，造成输出端的噪声稍微变大，但这毕竟是一种很好的折衷方法。当然，我不会使这种跷跷板式的解决方案进入市场并卖给客户，而会建议采用 ESR/ESL 稍高的电容。然而，客户已经对我们失去了信心，我们失去了这笔生意。但我也吸取了教训，建议以后的客户不要将大容量陶瓷解耦电容放置得过于靠近 MOSFET——反之，应使电容和 MOSFET 间的走线稍微长且细一些。我明白这与客户从其他工程师那里得到的建议相反，但我觉得其他工程师建议存在的问题是，*只是针对*输出噪声的改善，且仅仅是一点点，并没有能确保 MOSFET 在这种异乎寻常的交叉导通中完好无损。电源的设计是一种有效的折衷的技术，而不仅仅是解决问题的练习。这也是即使高级工程师之间 (最好是你和我) 也会连续几周都意见不一致的原因。

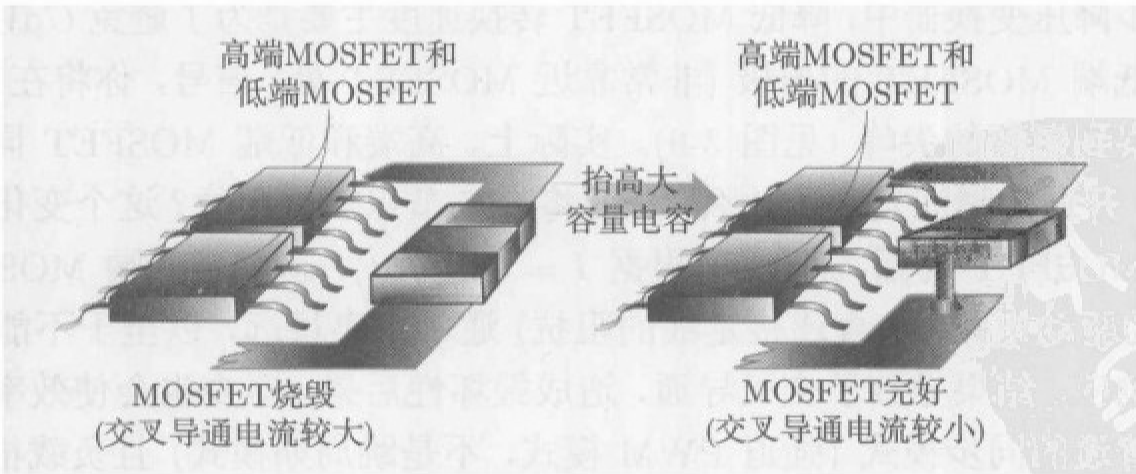


图 3-10 限制交叉导通电流的试验

很显然，不要试图测量交叉导通电流。当你将一根很短的导线与任一 MOSFET 串联时，此电流就会消失。唯一的方法是用示波器探头，观察栅极电压信号的边沿。但是，你仍然不知道 MOSFET 以后的延迟时间(所有 MOSFET 对所施加的门极信号做出响应都需要一定

的时间，实质上是输入电容通过内部寄生门极电阻从零电压充电至开启电压所需的时间)。另外，你使用的探头或通道可能存在轻微不同的传播延迟。故实际上，在一个通道观察到的波形相对于另一通道的波形在水平方向上存在着几纳秒的偏移。只有效率测试才能真正地揭示出交叉导通确实发生了。但是几乎可以肯定，从外部观察或测量电流是不可能的。最后，输出端一个非常重要的噪声源 (以及相关的 EMI 问题) 是高频转换边沿噪声，这在所有变换器的开关节点都会出现。此节点连接着开关、二极管和电感。而且很难抑制这一噪声，因为在二极管、电感、输出电容的内部，甚至在开关内部都存在各种未被证实且难以消除的寄生参数。因此，若布局良好，且肖特基钳位二极管的两端使用了缓冲电路，几乎再没有其他办法能降低噪声了。没错，你可以尝试稍微降低开关的转换速度，或者用 SMD 封装的开关 IC 来代替直插封装 IC。还可以尝试使用 LC 终滤器。不得以的话也可以完全更换其他系列的开关 IC。正如前面所提到的，就噪声而言，基于 BJT 的开关 IC 远比其他开关 IC 好。

即使在同步变换器中，糟糕的布局也会造成 10%的效率损失

这就是略微糟糕的布局造成的巨大损失——效率降幅可达 10%。事实上，在我写这句话的时候，这一问题正令人困扰地出现在我们的同步升压变换器开关 IC 上。

下面的讨论也是针对同步降压变换器的 (低端 MOSFET 两端接有肖特基二极管)，不过情况在升压变换器中会更严重，因为电压通常很高。

问题发生于关键的死区时间内，如图 3-11 下方图中所示的 t_d，即从同步 (高端)MOSFET 关断开始，到控制 MOSFET 开通之前的时间 (即通常的“先断后开”保护，以避免 MOSFET 的交叉导通)。续流电流有两个路径可以选择——体二极管和并联二极管。由于后者的正向压降要低很多，因此*只要寄生电感足够小*，电流将在约 40ns 的死区期间内流过肖特基二极管。此时，因为肖特基二极管几乎立刻完成了反向恢复，当低端 MOSFET 开通时 (开关电流波形中的灰色尖峰将*不存在*)，不会出现直通问题。但是如果连接肖特基二极管的走线不是*短粗*的，电流将流经体二极管，因为非常小的电感也会在如此短的时间内将电流充分限制住。就在这时，问题发生了。一旦体二极管导通，会产生出足够的电荷阻止其快速地反向恢复。结果，剧烈的直通尖峰电流将流过低端 MOSFET，而 MOSFET 两端电压开始崩溃

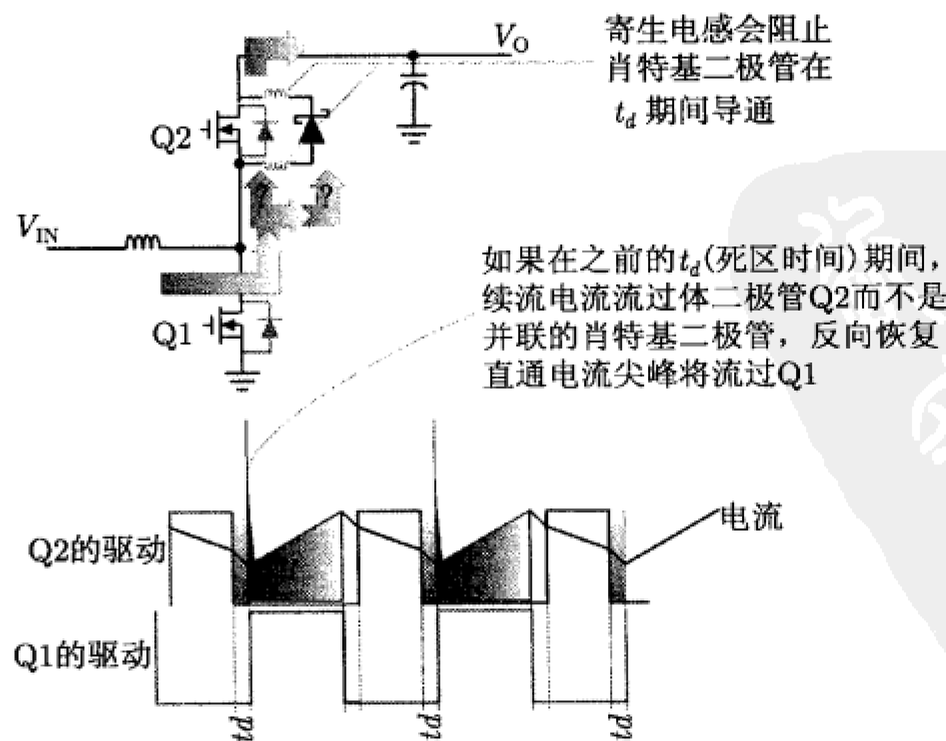


图 3-11 通过用低电感走线连接的肖特基二极管使同步升压变换器的效率最大化

(与导通时一样)。这导致变换器开通交越损耗大幅度增加，且使效率下降，通常下降约 10%。

所以，如果你明白增加并联肖特基二极管的基本作用，但未进行良好的布局，那么肖特基二极管几乎没有任何作用，它基本上成为了视觉和心理上的安慰! 一定要确保走线短而粗。可尝试移除肖特基二极管，看看效率是否因增加了肖特基二极管而得到改善。如果不是，只能说明你的布局不够好。有时 IC 和二极管焊接线的电感很大，即使 PCB 布局良好，也会前功尽弃。此时，半导体制造商必须将二极管集成在同一封装内 (最好在一个管芯中)。因此如果你见到集成了肖特基二极管的 MOSFET，不要认为这样做的全部目的只是为了节省外部元件。



第4章　明智地使用电容

4.1　简介

除了控制 IC 和电感，电容也是一种关键元件。很好地理解电容变得越来越重要，但出乎意料的是，许多工程师并没有做到这一点，他们有点以想当然的方式使用电容。

可通过图 4-1 相当全面地了解当前的电容技术和它们的应用。图中的信息可容易地从 Epcos 的网站获得。我模糊地记得几年前，Epcos 从西门子 AG(类似于之前的 Infineon AG) 分离出来。由于曾经在德国西门子工作了几年，我承认直到现在我还是对那帮家伙在做什么很有兴趣 (希望他们还会穿着*真皮夹克*和*皮裤*闲坐着狂饮啤酒)。我可以肯定地告诉你们，他们是我见过的最拔尖的工程师。当然，有时你们不得不等待他们酒醒，但这完全是值得付出的！我还记得他们从不抄近路也从不贸然下结论 (即使你恳求他们这样做)。而在现在的某些更大的 (且更懒的) 硅谷模拟电子公司中，情况却恰恰相反。

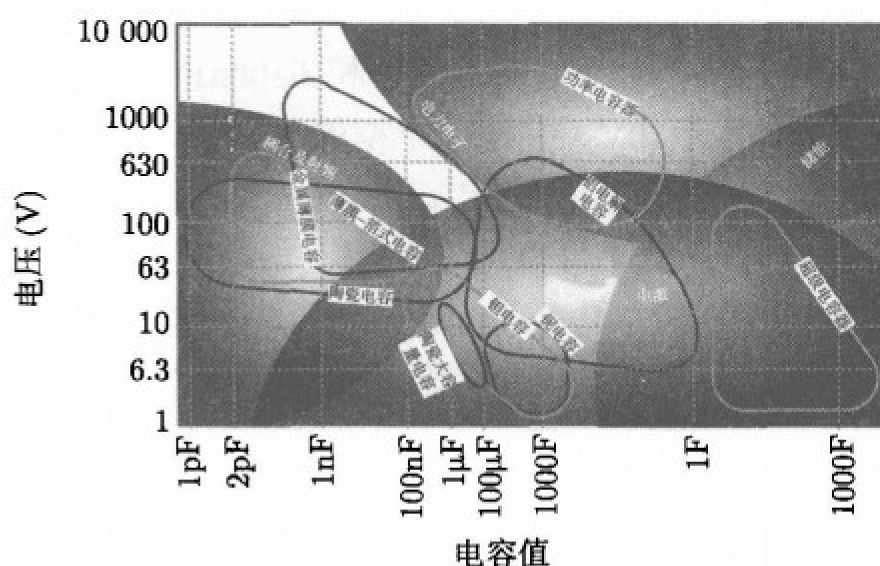


图 4-1　电容及其应用概观

在本章中，我们将把注意力集中在陶瓷电容上，因为现在它们变得越来越常用。然而，在商用 AC-DC 电源中，铝电解电容 (或称为 elko 电容) 仍然是应用最多的，所以我们也将讨论它。恐怕我们不能介绍其他电容了，本书没有足够的篇幅去介绍所有电容。

4.2　第 1 部分：铝电解电容

4.2.1　elko 电容的结构和类型

除了某些新型表面贴装技术 (SMT/SMD) 的具有固体电解质系统的铝电解电容之外，通常，铝电解电容包含一个连接至端子的且充满了液体电解质的绕线式电容器单元 (线圈)，并被密封在一个罐中 (在末端有一橡皮塞)。顺便提一句，名称当中的铝，并不是因为外面的罐子是铝做的，而是因为内部的*铝箔*。铝箔由一片阳极箔、充满了电解液的纸隔离器和一片阴

极箔构成。由高纯度铝制成的箔，上面腐蚀出数以十亿计的微小的隧道以增加与电解液接触的面积。尽管看上去电容值是两个铝箔之间的，但实际上却是阳极箔和电解液之间的。阳极箔是电容的阳极板，阳极箔上绝缘的氧化铝是电介质，真正的阴极板是导电的液体电解质。阴极箔只是与电解质相连！这种结构使电容值极大，因为铝箔的腐蚀使有效表面积增加了不止一百倍。另外，氧化铝电介质的厚度小于 1mm。从而使电容板的面积非常大且非常薄。记住电容值由 $C = K\varepsilon_0 \times A/d$ 确定 (K 为电介质常数)。

高温、高耐久性电解液的发展和密封性能完美的橡皮塞使 SMD 电容发展迅速，这种电容可承受回流过程 (如图 4-2 所示)。垂直 SMD 电容配备了树脂底座以确保当电容安装在接线板上时的稳定性。树脂底座还可以在回流过程引起发热时保护电容 (非常类似于波峰焊时 PCB 薄板对直插式电容器提供的自然的保护)。记住波峰焊有时也被称为"流体焊接"，而不是"回流焊接"！另外，不管是不是 SMD 封装，都不能将电解电容浸入到焊料熔池中，别指望它们能完好无损。此时陶瓷电容能应付，而 elko 电容不能。



图 4-2 SMD 封装的铝电解电容

铝电解电容的容值通常为 0.1μF~3F，额定电压为 5~500V。注意它们是常用器件，有着不同的正极端子和负极端子。它们的类型多种多样，包括模制电容器、柱式 SMD 电容器 (如图 4-2 所示)、轴向和径向柱式、牛角 (snap-in) 端子型、大型柱式螺栓型等。典型的电容–电压组合包括 SMD 电容的 330μF/100V 和 6800μF/10V，小型柱式电容的 100μF/450V、6800μF/50V 和 10 000μF/10V，牛角端子型的 1200μF/450V 和 39 000μF/50V，大型柱式螺栓型的 9000μF/450V 和 39 000μF/50V。

与某些人的看法不同，拥有几乎最高的 CV 值 (电容值乘以电压)(见图 4-1) 和最低的成本的铝电解电容，离尘封在历史书中还很远。某些年轻的工程师过于关注陶瓷和现代聚合物技术，但是他们也应该密切关注铝电解电容的生命力和出色的设计，尤其在设计低频电路时。尽管这样的状况可能很快改变，这归因于 ROHS(有害物质的限制) 要求。请密切关注。

4.2.2 免费获得阻尼电阻 (*ESR*)

那么，为什么不使用 elko 电容呢？是的，它有很高的 ESR，会产生很高的输出纹波。确实，它并不适用于当今许多低压应用场合，没错！但十全十美的东西是不存在的。你一定见过某些公司磁滞 IC 的原理图，1Ω 电阻是不是与低 ESR 的陶瓷输出电容串联呢？这是多么荒唐呢？至少请回答我，有时是否希望电阻是免费的呢？好吧，它就在 elko 电容的内部！而且 ESR 的作用比你想象的大得多。决不能低估寄生参数在电源设计中所扮演的角色。如果没有寄生参数，我们的世界将成为一个巨大的模拟器。自然过程不会收敛，所有一切都立刻开始运转 (看运气)。所以不要对所有采用陶瓷电容的解决方案中出现的输入振荡感到奇怪。通常建议使用高 ESR 的 elko 电容与输入陶瓷电容并联以阻止振荡。当然我们已经知道在变换器中 (无论是电压模式控制还是电流模式控制)，如果环路补偿设计得不成熟 (即 3 型或 2 型)，那么高的输出 ESR 也有利于提高稳定性。

4.2.3 谨慎使用 elko 电容

虽然你也可以选择其他类型的电容，但为了开门见山，假定你最终决定使用 elko 电容。

在你性急地拿起你的烙铁之前，我想你需要注意下面这个小故事。几年前，我无意中将一个大容量高压 elko 电容*极性接反*，它位于我的一台仍处于实验阶段的 AC-DC 电源中。我发现这是一个严重的错误。在约 1min 的时间内，除了发出我几乎没注意到的嗡嗡声 (那时很普遍) 之外，电路似乎运行良好。我当时没有预感到在几秒钟内，我将遭受到无情的攻击，不知道什么原因，电容的温度达到了 85°C。突然，电容这个行骗的罪犯发生爆炸，电解液溅得我浑身都是，而且很不幸，那台靠不住的电源还起到了帮助作用。圆柱形的金属罐冲向空中翱翔，就像一枚新型的北极星导弹，它击中了我的胸部，几乎使我昏迷。当我反应过来时，脸上满是油状液体、塑料弹片和湿漉漉的纤维，还有一群有欣赏力的工程师在向我欢呼。这真是一次*了不起*的入职庆典，我当时的新工作是在 Murthy 博士手下担任孟买研发中心的初级研发主管。

图 4-2 给出了如何才不会弄错典型 SMD 封装 elko 电容极性的方法。对于直插封装，沿着负极端子，总是有一个长棒 (或箭头)。此外，负极端子的引线也通常比阳极的短。总是要多加小心，并在焊接后和上电前复查电容的极性。

还有一件事要特别小心，elko 电容即使放在那里也能保存非常大的能量，这归因于它相当大的 CV 值和非常低的自泄漏 (self-leakage)。记得在新加坡时，我们通常在通用输入反激变换器的大容量电容两端接上高值的 1/4W 电阻 (或者只是因为额定电压而使用 1/2W 电阻)，以确保电容在几秒钟之内将其上的致命电压释放掉。虽然我见过几种高压开关 IC 的评估板由于某种原因未使用此电阻，但它却是安全必备品。我猜他们这样做只是为了让你对他们的低元件数量获得好印象 (如果你注意到这一点的话)。因为当你断电后输入电压下降至某一值时，变换器将进入 UVLO(低电压锁定) 状态 (或自举绕组电压过低) 而停止开关。此后，除了某些泄漏，没有任何元件再能从大容量电容中取走能量。因此即使你在几个小时后回来，如果你的手偶然轻触了高压节点，你仍会遭到危险的攻击。在孟买，我一位年长的同事有着一只布满硬结和瘢痕的、近乎瘫痪的右手。当我最终询问他时，他告诉我这是几年前他碰到了接在一组高压电容两端的螺丝刀或其他什么东西后造成的，他们当时并未意识到在*断电几天后*电容仍充满电。所以我总是愿意接上一个 100kΩ 或 200kΩ 的小电阻，在我对电容做任何处理之前，我能用绝缘钳接在高压大容量电容的两端。

4.2.4 elko 电容能容忍滥用

大多数 elko 电容电气故障背后的主要原因是热。这实际上是好事，因为你甚至可以短暂地 (约 1s) 使电压超出额定值约 20%，只要热的产生赶不上你的速度。电容也经常会出现未能打开的现象。(如果电容最终的状态被称为 “碎片”，你预计会发生什么呢？) 实际上，氧化铝层有自恢复特性，因此短路故障很少发生——通常电容几乎能立刻消除微小的短路。

没错，电容是有极性的 (它只能承受 1.5V 的反向电压)。但如果两个容值相同的铝电解电容背靠背串联，即它们的正极端子或负极端子连在一起，构成的 “一个电容” 是无极性电容，容值将为一半。两个电容将对施加在其上的电压进行整流，相当于被二极管旁路。当施加了电压，只有极性正确的电容获得全部电压，另一个电容上没有电压。在无极性铝电解电容和电机启动铝电解电容中，另一个阳极箔代替了阴极箔以获得双极性。注意如果你将两个或更多个相同的电容串联 (不是背靠背) 以获得高压电容，别忘记它们内部的寄生漏电阻可能并不接近。因此你需要阻值相等的低值电阻接在每个电容两端，以迫使它们平均承担施加

的电压。

4.2.5　elko 电容的谐振频率

我们应该记住的是，电容仅在频率低于其内部自谐振频率时才是电容。在这样的频率时，容性部分的阻抗等于电容的感抗。在谐振频率，容抗和感抗总是有着相反的 $V-I$ 相位关系 (相差 180°)，因此实际上它们相互抵消。在此频率下，电容剩余的阻抗是 ESR(电阻元件)。当频率高于谐振频率时，电容表现出电感的特性 (对于交流分量)。注意类似的情况存在于变换器使用的电感中。为了保证高频时电感的性能，我们不仅必须确保在这么高的频率下，电感的磁性材料仍具有磁性 (并且没有损耗)，还要保证电感的寄生 (并联) 电容比它的感抗小得多。否则电感在足够高的频率下将表现为一个电容。实际上确实会这样，这就是为什么噪声只是滑行而过到达输出端，正像第 3 章讨论的那样。

elko 电容主要的限制在于谐振频率。elko 电容典型的谐振频率只有 100kHz，至多为 300kHz(见图 4-3)。这意味着尤其不能用它们来提供良好的输入或输出去耦。当然，它们可用于大容量存储 (不超过某一值)。因此，它们被成功地应用于开关频率至少为 150kHz 的 AC-DC 和 DC-DC 电源中。还好，它们的 ESR 随着频率和温度的降低而降低。但从图 4-3 中可注意到，在高温时，尽管 ESR(每条曲线的最低点) 在温度高时下降，但谐振频率也下降了，如果你考虑一下，会发现这意味着 ESL(等效串联电感)随着温度的增加而增加。因此如果你期望高的工作温度会降低输出纹波，你可能会遇到奇怪的现象，这是因为纹波是由基于 ESR 和基于 ESL 的分量共同产生的。

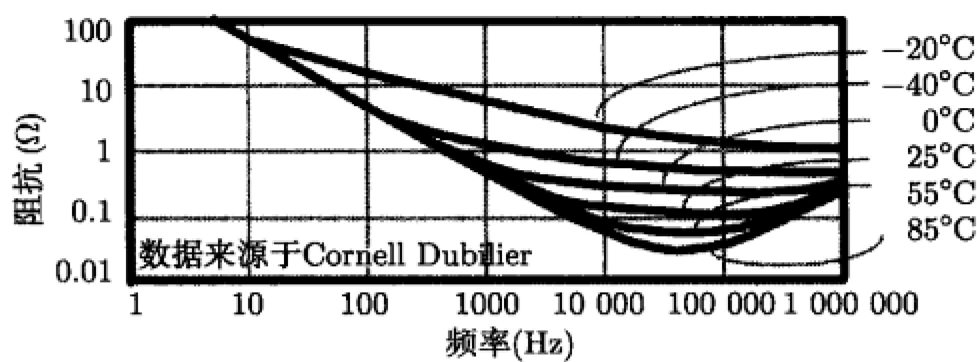


图 4-3　铝电解电容的阻抗 (频率和温度)

elko 电容最大的问题是其最低工作温度，因为液体电解质会凝固。虽然大多数电容的额定最低工作温度为 −40°C，有些甚至可以低至 −55°C，但它们的容值在低温下也会下降 10%~20%(除了其他影响因素之外)。更糟的是，ESR 会增加 10 倍。因此当你使用了 elko 电容 (实际上，即便是陶瓷电容的 ESR 在低温时也会增加，尽管增加的幅度没那么大) 并期望用零 ESR 增强环路的稳定性，那么你要保证最低温度时的相位裕度。

4.2.6　振动测试的牺牲品

当制造商用 AC-DC 电源时，你会发现在标准的振动测试中，大的电解电容、变压器以及电感很容易从电路板上脱落。因此通常你会看见商用电路板被大量的 RTV(硅有机树脂胶) 所覆盖——它的作用是将大型元件固定住。同样，如果你有幸拿到一块双层板，尝试将所有大型元件的 PCB 孔设计成镀通孔来将元件牢牢固定住 (无论另外一面是否需要电气连接)。

4.2.7 elko 电容的预期寿命

至于长期性能，应主要考虑 elko 电容的预期寿命。内部的电解液最终会蒸发，使容值下降，降至某一值以下时，我们可以宣布电容“死亡”(不能再使用)。幸运的是，多数制造商不会等着电容半途而废地可怜地“死亡”。他们规定了电容的有效寿命，这指的是容值在初始容值的基础上仅降低 20%(例如 Chemicon 公司)。但是要记住电容的初始容值就已经是 −20%的 (通常初始的公差是 ±20%)。因此电容寿命终了时的容值为 $0.8\times0.8=0.64$，也就是说比额定值少 36%(并非 20% + 20% = 40%)。如果电容初值为 100μF，至有效寿命时，最恶劣的情况是容值仅为 64μF。因此，如果你设计的 AC-DC 电源中的电容容值足够高，使你可以放心地出门时，你的声望可能会因此急剧下降，你要绝望地寻找食宿了 (德国人称其为半食宿 (halbe pension))。意外将会发生！保持时间将很快变得不足。即便是正常运行时输入纹波也将变得非常大，以至于它的“平均值”显著下降，尤其当电源电压低时。所以，随着时间的增长，管子的发热将越来越严重。效率会恶化，输出纹波也会增加，很可能使系统运行不正常。因此，如果你计算出所需的电容为 100μF，那么实际上你应这样选用初始容值 C：$C\times0.8\times0.8=100$，即 $C=100/0.64=\cdots$，算一下吧！**总是要选比计算值大 56%的电容**(对于预期寿命为容值下降 20%且公差为 20% 的情况)。

仔细核实制造商规定的失效标准是非常重要的。例如，松下 SMD 电容允许寿命终了时容值下降 30%。这意味着，对于 ±20%公差的电容，所需电容的额定值应比计算值高 79%(而且不要忘了考虑低温时容值额外的下降)。

那么电容超过它的有效寿命时到底会发生什么呢？换句话说，假设直到 100μF 的电容寿命结束，容值降至 64μF 为止，你的电源都是工作正常的。你能指望老天会让你的电源多正常运行几年吗？当然不会，因为寿命的结束基于两个相或的标准，即容值降低 20%，或耗散因数增加 200%！究竟什么是耗散因数 (DF) 呢？对于 elko 电容，它定义为 ESR 与容抗的比值 (120Hz 时)。因此一个 **100μF 的电容，若其 ESR 为 1Ω，则其 DF 值在 120Hz 时为** $ESR\times2\pi fC=0.075$。试着记住此值，还要记住 DF 与 ESR 和 C(以及频率) 成正比。这有助于你迅速弄明白 ESR 和 DF 间的关系。注意，DF 也称为损耗角正切或损耗角，或者就记为 $\tan\delta$。一般而言，对于电容，如果额定容值等于或大于 10μF，则标准测量频率为 120Hz，否则为 1kHz。但对于 elko 电容，这一频率总是固定为 120Hz。你应该在你选用的 elko 电容的数据手册中反复核实这一点。当然，最佳方法是将 DF 看作频率的函数，实际也是如此。很不幸，这只能得到典型的性能曲线，而无法得到元件电气参数表中受保证的 Min/Max 值。

再来说 elko 电容，如果假定在其寿命终了时，只有容值下降了 20%，同时使 DF 也下降 20%。因此，为了使 DF 比**初始值**高 20%，则要求 ESR 增加 200/0.8=250%。也就是说，在寿命结束时，尽管容值可能下降得有限，**但 ESR 却增加了 2.5 倍**。因此，如果电容的作用是消除高频交流纹波 (如降压和升降压变换器的输入电容，或者升压和降升压变换器的输出电容)，发热将增加 $2.5\times2.5=6.25$ 倍。那么结果会怎么样呢？当然，效率会受到明显的影响，但别忘了热是使电容变干的首要因素。因此，**热失**控现象即将发生，发热越多——ESR 越大——发热更多——ESR 更大。

让我们总结一下电容老化过程中的几个关键因素。

- 电容端口的密封性能。任何接合处的性能都不可能百分之百地理想，随着时间的增

加，蒸发就会慢慢发生。我们可以选择供货质量好 (并且始终如一) 的供货商。没错，原则上，可以将电容完全密封起来，比方说将其完全浸入到环氧树脂或超强力胶水中！但这种电容设计有排气孔，用来在高压时将蒸汽排出 (非常像高压锅)。然而，我必须告诉你们的是，尽管采取了如此多的安全性措施，我还是见到一些电容发生了强烈的爆炸。还记得吗？在孟买，这样的事曾发生在我身上！

- 环境温度。热可能来自于周边器件或来自于内部热损耗。如果降低温度，蒸发率会下降使寿命延长。等一下我们将会看到已公布的温度因数是如何因此而产生的。
- 内核温度。因为电容内部的导热性并不完美，所以我们认为电容内部有一些热点。在最坏情况下，热点温度成为计算寿命所使用的温度。实际上，为了精确估计出内核温度 (因为无法测量)，还需降低计算出的预期寿命。
- ESR。显然，ESR 会影响内部热损耗，很可能使温度升高并加速蒸发过程。
- 频率。由于 ESR 是频率的函数，因此频率将间接地影响电容的寿命。我们将会看到已公布的频率因数是如何因此而产生的。
- 数据手册中最重要的参数是额定纹波电流。通常指的是频率为 120Hz，温度为 105°C 情况下的电流有效值。额定纹波电流本质上的含义为，如果环境温度为最大额定温度 105°C，且电容流过大小为前述有效值的 (低频) 电流，电容的寿命将和预期寿命相等。在这样的条件下，电容寿命通常在 2 000h 到 10 000h 之间。没错，你可以选择质量一般的 85°C 电容，但是通常很少使用此类电容，因为环境温度高时，它们无法满足寿命要求。此外，还可选择 125°C 的电容，但它们通常寿命也很短。请自己挑选吧。

现在让我们来理解频率因数是怎么回事。elko 电容的 ESR 通常指的是 120Hz 下的值。除了在 120Hz 下的额定纹波电流，供货商可能还会直接提供 100kHz 下的额定纹波电流。如果没有，他肯定会提供频率因数。100kHz 时典型的频率因数为 1.43。这意味着如果 120Hz 时额定纹波电流是 1A，那么 100kHz 时，额定纹波电流为 1.43A。经过设计，该电流会产生与 120Hz 时的 1A 电流相等的热 (内核温度高于环境温度)。这还说明 100kHz 时的 ESR 与 120Hz 时的 ESR 有下式描述的关系：

$$\left(\frac{I_{100\text{kHz}}}{I_{120\text{Hz}}}\right)^2 = \frac{ESR_{120\text{Hz}}}{ESR_{100\text{kHz}}} = (1.43)^2 = 2.045$$

这样，高频 ESR 约为低频 ESR 的一半。我们应该始终使用频率因数，否则我们将过高地估计了热而低估了预期寿命，可能会使我们转而使用尺寸更大的电容 (超裕度设计)。

温度因数又是怎么回事呢？对其我们应更为小心，而且必须明确理解它到底揭示了什么。

数据手册通常会提供容许纹波电流下的温度因数。例如，对于老式的但仍然很出名的 Chemicon 公司生产的 LXF 系列电容，给出的温度因数为：

1. 65°C 的温度因数为 2.23；
2. 85°C 的温度因数为 1.73；
3. 100°C 的温度因数为 1。

这意味着，假如额定纹波电流为 1A(在最大额定环境温度为 105°C 的情况下)，那么环

境温度为 85°C 时，额定纹波电流为 1.73A；而在 65°C 时为 2.23A。但是在这种情况下，电容有着相同的内核温度(但是寿命未必相等，我们很快会知道原因)。

那么温度因数到底向我们反映了什么呢？实际上，它只是告诉我们制造商是如何从热的角度设计电容的，或者说告诉我们到底什么是电容的内核温度。我们将会明白，如果使电容电流有效值严格等于额定有效值电流 (没有使用温度因数)，我们也无需知道内核温度究竟为多少。因此，只有过去的一些设计者习惯性地使用温度因数。也许，这也是为什么现在大多数 elko 电容的数据手册不再提供相关信息的原因。

但是，现在让我们做做下面的练习，因为它会大大加强我们对这一重要参数的理解。据我们所知，发热量和内核温升均与 I_{RMS}^2 成正比。因此可以假定在上述几种情况下，最终的内核温度，即 T_{CORE} 是相同的。然后，比较环境温度分别为 105°C 和 85°C 的两种情况，有

$$\frac{T_{\text{CORE}}-105}{T_{\text{CORE}}-85}=\frac{I_{105}^2}{I_{85}^2}=\frac{1}{1.73^2}=\frac{1}{3}$$

解得 T_{CORE} 为

$$T_{\text{CORE}}=115°\text{C}$$

这说明如果环境温度为 85°C 时电容可流过 1.73A 电流，或者 105°C 时可流过 1A 电流，则两种情况下内核温度均为 115°C。实际上，对于大多数额定温度为 105°C 的电容来说，应使环境和外壳的温差约为 5°C，外壳和内部 (即内核) 的温差也约为 5°C，那么环境和内核的总温差为 10°C。

可通过验证 65°C 时的温度因数来检验我们的推理：

$$\frac{115-105}{115-65}=\frac{10}{50}=\frac{I_{105}^2}{I_{65}^2}$$

因此温度因数必为 $5^{0.5}=2.236$，这与手册中的值相同。因此，从制造商公布的纹波电流温度因数中可以看出，可以很容易地推导出制造商设计好的最大内核温度。

问题是，如果内核温度等于最大额定温度 115°C，电容的寿命仅为 2000h 左右，几乎难以坚持三个月。对于一般的商用电源来说，对其中所有 elko 电容预期寿命的要求是至少约为 44 000h(5 年)。如何做到呢？可通过降低内核温度来实现，这样可以降低电解液的蒸发率。这是否意味着我们不需要使用温度因数来增加电流了呢？不，还是要这么做。

实际上存在另一个难题。已经证明不仅绝对内核温度很重要，外壳和内核的温差也十分关键。因此，如果增加温差使其超过设计值 (5°C)，即使外壳温度非常低，电容的寿命也会严重下降。但是，设计好的 5°C 仅当电容流过最大额定纹波电流时才会出现 (没有使用温度因数)，与环境温度无关。因此，若 105°C 时的额定纹波电流为 1A，那么即使环境温度为 65°C，电容也仅允许流过 1A 电流，而不是 2.23A。

当温差确实等于或小于设计值，elko 电容的寿命将由我们熟知的加倍规则确定——内核温度每降低 10°C(从最大额定温度开始)，电容寿命加倍。这也是我们如何能使电容最终工作 44kh 的原因。例如，如果内核温度的准确估计值为 65°C，那么一个 2000h 的电容实际寿命的计算值为 $2000\times2\times2\times2\times2\times2=64\text{kh}$。

看来鱼和熊掌不可兼得。可以通过使用温度因数来增加纹波电流 (但降低了寿命)，也可以不使用温度因数来增加寿命 (但纹波电流不能太大)。两者无法兼顾！

现在让我们进行寿命的预测，因为这是使用 elko 电容时所面临的最关键问题。

问题　如果使一个 2000h 的电容 (不使用温度因数) 在环境温度为 55°C 时流过额定纹波电流，那么它的预期寿命 (初次估计) 是多少?

回答　在额定电流时，可预计内核温度为 $55°\text{C}+\Delta T_{\text{CORE_AMB}}$。由于电容仅流过额定纹波电流，$\Delta T_{\text{CORE_AMB}}$ 为制造商设计好的内核–环境温差。因此可得到超出的温度为 (从最高额定温度开始度量)：$(105°\text{C}+\Delta T_{\text{CORE_AMB}})-(55°\text{C}+\Delta T_{\text{CORE_AMB}}) = 50°\text{C}$。由于最高温度时电容寿命为 2000h，降低环境温度后，寿命为

$$2000\times 2\times 2\times 2\times 2\times 2 = 64\text{kh}$$

注意在*上述分析中* $\Delta T_{\text{CORE_AMB}}$*被抵消了*，与前述一致。因此，这意味着可以写出下面计算寿命的简单公式：

$$L = L_{\text{O}}\times 2^{\frac{T_{\text{CORE_RATED}}-T_{\text{CORE_APPLICATION}}}{10}} = L_{\text{O}}\times 2^{\frac{T_{\text{RATED}}-T_{\text{AMB}}}{10}}$$

上例中 $T_{\text{CORE_RATED}}$ 为 115°C，T_{RATED} 为最大额定环境温度，即 105°C；T_{AMB} 为实际应用中的环境温度；$T_{\text{CORE_APPLICATION}}$ 为实际应用中的内核温度，上例中为 65°C。然而需要注意的是，当 $\Delta T_{\text{CORE_AMB}}$ 为*任意其他值*时，得到的预期寿命均与制造商给定的相同，因为正如我们刚才看到的，$\Delta T_{\text{CORE_AMB}}$ 被抵消了。这是因为我们遵循了制造商的建议并且使电容*只流过最大额定电流*。如果不这样做，就不能使用上述电容寿命的估计公式，下面将会看到这样的情形。

但是我们仍然需要知道电容相邻空间的环境温度。附近的元件可能也会对电容加热。所以，工业中一种常用但也许有些保守的方法是*将电容外面的套管去掉，然后在套管下面安装热偶，使其与电容金属外壳相接触*。这种方法使缓慢的空气气流不会影响测量结果。然后，将测量得到的外壳温度作为电容的*有效环境温度* (*当然，除非我们有更好的方法*)。假设通过这种方法测得的温度为 70°C，则电容寿命的保守估计值为

$$L = L_{\text{O}}\times 2^{\frac{T_{\text{RATED}}-T_{\text{APPLICATION}}}{10}} = 2000\times 2^{\frac{105-70}{10}} = 22\ 600\text{h}$$

然而，我们应当非常清楚热的来源。如果热来自于邻近器件，$\Delta T_{\text{CASE_CORE}}$ 不会那么高，我们的估计值将过于保守。

所以，仅测量外壳温度可能无法满足需要，还应该测量电容的纹波电流。

相关要点归纳如下。

- 电容制造商建议在一般情况下，不能使电容的电流超过最大额定纹波电流。这一纹波电流规定为最恶劣环境温度下 (例如 105°C) 的值。即使温度低时，电流也不能超过此值。此处不需使用温度因数。因为只有这样才能使外壳与内核的温差在电容的设计规格以内，而且只有这样才允许使用简单的 10°C 加倍规则进行寿命的计算。
- 如果经确认，测得的纹波电流未超过额定值，我们就可以用外壳温度测量值为基础来应用常规的 10°C 加倍规则，即使热来自于邻近的热源。这仍然是因为外壳和内核的温差实际上在电容的设计预期值以内。
- 然而，至少在过去，Chemicon 公司给客户的建议中允许电容的纹波电流比额定值高。但给出的寿命计算方法也有少许不同，即采用特殊的每 5°C 加倍的原则，下面将通过一个实例进行说明。

问题 我们使用的是 Chemicon 公司的 2200μF/10V 电容，目录中给出的寿命为 8000h，这是在最大额定电流 1.69A、温度 105°C、频率 100kHz 条件下的值。在我们的应用中，测得外壳温度为 84°C，纹波电流为 2.2A。则预期寿命为多少？

回答 由于电容电流大于额定纹波电流，必须用 Chemicon 公司提供的更精确的公式代替常规的每 10° 加倍规则。计算过程如下：

$$L = L_O \times 2^{\frac{105-84}{10}} \times 2^{\frac{5-\Delta T}{5}} \mathrm{h}$$

其中

$$\Delta T = 5 \times \left(\frac{2.2}{1.69}\right)^2 = 8.473°\mathrm{C}$$

故

$$L = L_O \times 2^{\frac{105-84}{10}} \times 2^{-0.695} = 21\ 000\mathrm{h}$$

让我们弄明白这里涉及的每一项。上述 ΔT 的计算表明

$$\frac{\Delta T}{\Delta T_{\mathrm{CASE_CORE}}} = \left(\frac{I_{\mathrm{APPLICATION}}}{I_{\mathrm{RATED}}}\right)^2$$

我们通过制造商得知，此系列电容外壳与内核的温差设计为 5°C，这一温差是由 1.69A 的额定电流引起的。因此 ΔT 的计算给出了电流为 2.2A 时的温差。那么，得出温差为 8.473°C 而不是 5°C。

寿命计算公式指数中的 $(5-\Delta T)$ 表示*超出了* 5°C *设计温度*的大小，并记为 $\Delta T_{\mathrm{EXCESS}}$。因此寿命计算公式变为

$$L = L_O \times 2^{\frac{T_{\mathrm{RATED}}-T_{\mathrm{CASE}}}{10}} \times 2^{\frac{-\Delta T_{\mathrm{EXCESS}}}{5}} \mathrm{h}$$

第一个正的指数项会使寿命超过 L_O，而第二个指数项则施加相反的作用。还可以看出，如外壳与内核的温差*超过设计值*，其危害要大于正常温差 (及由小于额定值的电流引起的温差)。Chemicon 公司对这一超出的温升建立了保守的模型，即*每升高 5°C 寿命减半，而不是通常的 10°C*。

如果纹波电流等于或小于额定值，上式中的 $\Delta T_{\mathrm{EXCESS}}$ 项可以省略，换句话说，不允许 $\Delta T_{\mathrm{EXCESS}}$ 为负值。如出现这种情况，应使用 10°C 加倍规则 (即忽略上式中的 $2^{a/5}$ 项)。

还需注意的是电容制造商通常并不能保证强制空气冷却时的寿命。如果可能的话，设计者应在非强制空气冷却条件下进行测量，或者附加一定的安全裕度。

不应该将外壳温度作为电容的局部环境温度，外壳温度是用来进行最恶劣情况计算的，实际上应该设法测量局部环境温度。假定整体环境温度为 $T_{\mathrm{AMB_EXT}}$，而电容周围的局部环境温度为 T_{AMB}。将来自于邻近元件的热 (即不是由纹波电流产生的热) 从总热量中提取出来的过程如下。

1. 将电容从电路板上取下并装在下侧，仍然将其与电路连接。在这一位置，可以测量外壳的温度 $T_{\mathrm{CASE_1}}$，有

$$T_{\mathrm{CASE_1}} = T_{\mathrm{AMB_EXT}} + T_{\mathrm{SELF-HEATING}}$$

2. 同时，在电容原来的位置放置一个完全相同的电容，但此电容缺少一个端子，所以实际上它并未和电路相连。测量它的外壳温度 $T_{\mathrm{CASE_2}}$，有

$$T_{\mathrm{CASE_2}} = T_{\mathrm{AMB_EXT}} + T_{\mathrm{EXT-HEATING}} \equiv T_{\mathrm{AMB}}$$

3. 因此，在测量了周围空气中的环境温度 $T_{\mathrm{AMB_EXT}}$ 以后，我们得到了全部的温度值。
4. 还需注意下式①，当需更仔细分析 $\Delta T_{\mathrm{CORE_CASE}}$ 与 $\Delta T_{\mathrm{CASE_AMB}}$ 比值 (此前假设其约等于 1) 时，推荐使用该公式。

$$\Delta T_{\mathrm{CORE_CASE}}/\Delta T_{\mathrm{CASE_AMB}} = 0.0231 \times CaseDia_{\mathrm{MM}} + 0.845$$

我利用 Chemicon 公司提供的手册和数据推出了这一曲线拟合方程。我可以确认对于所有外壳直径在 10mm 到 76mm 的电容，上式的误差在 6%以内。对于直径超过 40mm 的电容，利用上式计算产生的误差小于 1%。

4.3 第 2 部分: 陶瓷电容

4.3.1 MLCC 的结构

我们将主要讨论现代 MLCC(多层陶瓷电容)，其原理十分简单。让我们从简单的两极板电容开始，电容的容值与 A/d 成正比，极板间的体积为 $A \times d$。假设将这一体积分成两部分，每部分的面积为 A，厚度为 $d/2$，每个电容的容值与 $2A/d$ 成正比，总的容值不变。现在，如果将这两个电容并联 (通过良好的内部电气连接)，那么在同样的体积内可产生与 $4A/d$ 成正比的容值。逐步将这一厚度分成越来越薄的层，容值将继续增加，如图 4-4 所示。但每个电容的厚度过薄，在高电场的作用下，极板会变成弧形，某些点会经电介质连在一起。因此，在制造过程中，总是要指定厚度的限值和额定电压。

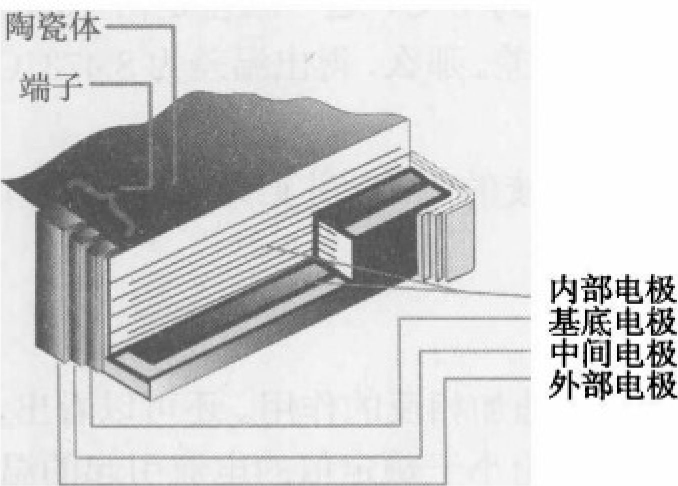


图 4-4 多层陶瓷电容的横截面

然而，要在现代 MLCC 技术中实现这一基本原理，要做非常多的变化。就像之前的铁氧体技术一样，要与技术和科学相结合。电介质和内部结构都可以使用多种多样的材料。

4.3.2 陶瓷电容的分类

电源设计人员通常会发现最稳定的陶瓷电容是用 COG 材料制成的，也称为 NP0(含义为正负零，指的是其接近理想的温度系数)。但这种材料的介电常数较低，不适合现代小型化产品。因此，如今常见的材料为 X7R、X5R 等。还有一些名字以 Y 或 Z 开头的材料，但没有电源设计人员认为它们适合于电源应用。

好了，让我们看一下陶瓷电容的分类。

第一类，温度补偿电容。非常稳定，但介电常数 (K) 通常很低，因此体积较大。最常用的材料为 COG，也称为 NP0。COG 的 tanδ(以及 ESR) 也相对稳定，在额定工作温度整个

① 式中的 $CaseDia_{\mathrm{MM}}$ 是以毫米为单位的电容外壳直径。—— 译者注

范围内，变化不超过 25%。COG 电容的工作温度在 −55°C 至 200°C 之间。虽然频率变化时容值没有很明显的变化，但 ESR 却随着频率增加而有少许增加。COG 没有老化特性。注意名称实际上应为 COG，而不是 COG，并且它是电子工业协会 (EIA) 的编码。

第二类，K 中等。例如，在室温下 $\tan\delta=0.03$ 的 X7R，或 $\tan\delta = 0.025$ 的 Y5V。它们的 $\tan\delta$ 均随着温度的升高而显著下降。例如，从 25°C 至 −40°C，X7R 的 $\tan\delta$ 增加约 300%。

第三类，体积比第二类更小 (K 更高)，但通常 Q 值较低 ($\tan\delta$ 更高，室温下的典型值在 0.05~0.08 之间)。因此 Z5U 的 $\tan\delta$ 比 X7R 或 Y5V 的更高。

第二类和第三类电容可根据表 4-1 进一步分成若干子类。

表 4-1 陶瓷电容的分类

工作温度范围最低值的限制 (°C)	工作温度范围最高值的限制 (°C)	容值的最大允许偏差 (相对于 25°C 时的容值，且在整个工作温度范围内电压为直流 0V)
X = −55	4 = 65	F = ±7.5%
Y = −30	5 = 85	P = ±10%
Z = −10	6 = 105	R = ±15%
	7 = 125	S = ±22%
	8 = 150	T=+22, −33%
		U=+22, −56%
		V=+22, −82%

注：±15%(上面的情况 R) 的变化对应着 ±150 000ppm。如果温度范围是 X7(即 125+55=180°C)，±15%的变化等效于 ±150 000/180=±833ppm/°C 的 TCC(thermal coefficient of capacitance，电容的导热率)。对于 COG 陶瓷电容，TCC 为 0±30 ppm/°C，在 X7 的范围内是适用的。注意，用 TCC 表示温度范围十分重要，因为 TCC 实际上是一个平均值。

4.3.3 电容/电阻的标准尺寸

在表 4-2 中，给出了标准 SMD 元件的尺寸，大多数拾放 (pick and place) 设备无法安装

表 4-2 SMD 元件的标准尺寸

	长度 (mm)	宽度 (mm)
0402	1.00	0.50
0603	1.60	0.80
0805	2.00	1.25
1206	3.20	1.60
1210	3.20	2.50
1808	4.50	2.00
1812	4.50	3.20
1825	4.50	6.40
2010	5.00	2.50
2220	5.70	6.40
2225	5.70	6.40
2318	5.80	4.60
2412	6.00	3.20
2512	6.40	3.20
2917	7.30	4.30

注：以 mm 为单位的尺寸是近似值，精确值是用单位 mil(1mil=0.0254mm) 表示的。例如，2225 实际上代表 220mil×250mil，0402 代表 40mil×20mil。

尺寸大于 1515 的元件。因此，尺寸大的元件可能需要手工焊接。对于陶瓷电容，即使在手工焊接之前，出于可靠性的考虑，也要经过一定的预热阶段。另外，由于电容材料与安装电容的 PCB 采用的 FR4 材料导热率不同，通常不建议使用尺寸大于 2225 的 SMD 元件。因为不同的制造商制造技术和所用材料不同，你必须对特定制造商生产的电容进行各个方面的确认。

容值变化的最坏情况

注意表 4-1 适用于电压为直流 0V 的情况。一般来说，制造商在数据手册上给出的容值是在电压为有效值 1V，频率为 1 kHz，温度为 25°C 的条件下测得的。但在实际电路中，我们发现容值存在着下列*典型差异*(在 100 kh 后，还要考虑电压为交流和直流的两种情况)。

- **对于 COG 电容**，初始公差为 ±5%，TCC 为 ±0.15%，电压稳定性为 0%，频率稳定性为 0%，老化为 0%。综合以上参数，可得容值的最坏上限为 $C\times1.05\times1.001\,5=C\times1.051\,6$，即升高了 5.16%。同样，容值的最坏下限为 $C\times0.95\times0.998\,5=C\times0.948\,58$，即 $1-0.948\,58$，或降低了 5.14%。以上计算并不特别清楚，但完全反映出容值漂移的最坏情况。最终得：$C\rightarrow+5.16\%$，-5.14%。注意，我们将 COG 电容的零 TCC 看为很小的非零 TCC，并在初始公差范围内。
- **对于 X7R 电容**，初始公差为 ±10%，TCC 为 (+2%，−10%)，电压稳定性为 (+15%，−10%)，频率稳定性为 (+5%，−15%)，老化为 −3%。综合以上参数，可得在最坏情况下，$C\rightarrow+35\%$，-40%。
- **对于 Z5U 电容**，初始公差为 ±20%，TCC 为 (+2%，−54%)，电压稳定性为 (+22%，−56%)，频率稳定性为 (+5%，−15%)，老化为 −25%。综合以上参数，可得在最坏情况下，$C\rightarrow+57\%$，-90%。

你会明白为什么应避免在电源设计中使用比 X7R 和 X5R 更差的电容。还需注意上述基于百分比的数据也只是典型值，我们将发现实际情况比这还糟。

4.3.4　不同的材料的 ESR

Murata 公司有一款很好的设计工具，能与他们的数据库连接，可在公司网站下载该软件。然而，你可能不得不努力地去合理清晰地弄明白那些很小的曲线。因此，我只好将曲线描下来并痛苦地重新画出 (利用我的噪音很大的 Vaio 笔记本)。

请看一看我从 Murata 数据库中提取出来的一些数据，如图 4-5 所示。所有数据均为

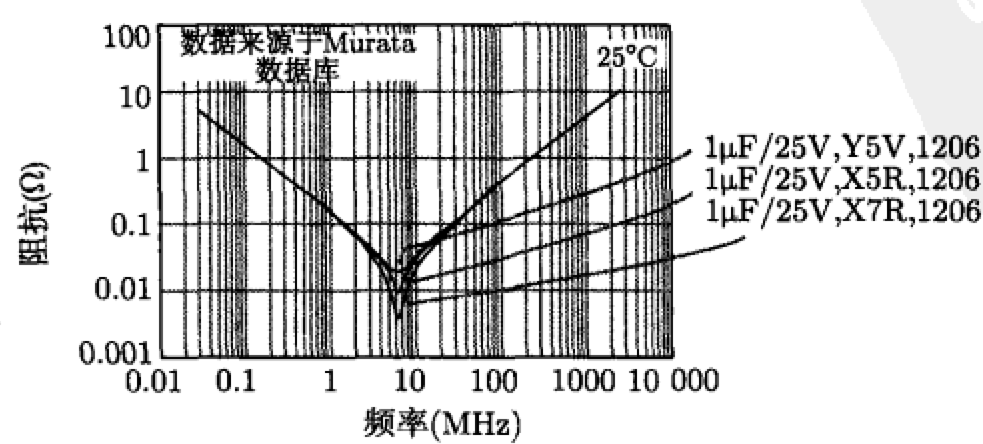


图 4-5　几种不同材料的尺寸为 1206 的 Murata 1μF/25V 电容阻抗与频率的关系

1 μF/25V、尺寸为 1206 的电容的数据，但是它们的材料不同。可以看出，谐振频率不会因材料不同而不同，而且材料越好，ESR 也越低。X7R 的 ESR 比 Y5V 的 ESR 几乎低 10 倍。然而，因材料产生的 ESR 差异在容值低时并不明显 (可能是因为 ESR 的大部分来自于材料的外部，即连接处、终端等)。

从现在开始，我们仅讨论 X7R 电容。

4.3.5 揭开 X7R 电容的面纱

大多数人认为所有的 X7R 电容都是相同的。他们认为 X7R 是一种特殊的材料，所有生产 X7R 电容的制造商都是平等的竞争者。这当然是不对的。即便是同一制造商也会生产介电常数从 1000 到 7000 的各种 X7R 电容。X7R 仅仅指的是一种材料，它在温度为 −55°C 到 125°C，电压为 0V(或接近 0V) 时 TCC 为 ±15%。如图 4-6 所示的曲线是从 Epcos 公司的 MLCC 数据库中提取出来并画在图中的 (非常痛苦地)。可以明显看出，这些曲线均标明是 X7R 的，但显然它们的温度曲线分成了两类。因此，如果有人对你说“所有 X7R 电容的容值在温度高时都下降”，那么相当于他说的是:“所有的狗都是黑的。”

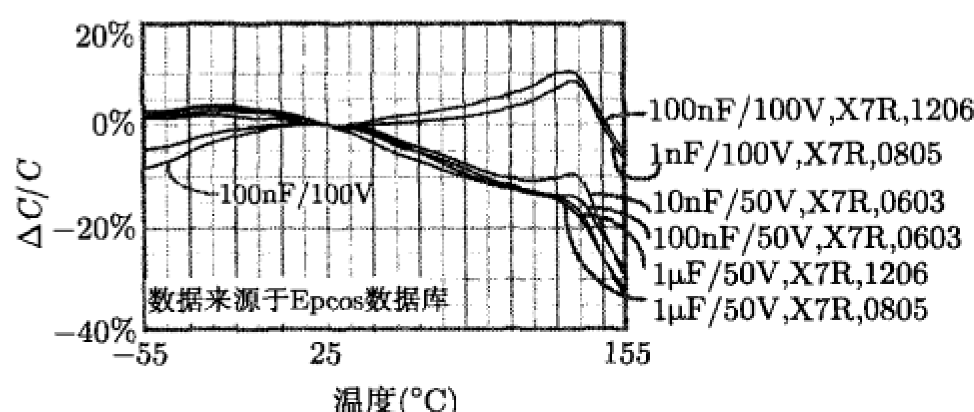


图 4-6 几种 Epcos X7R 电容的温度系数

4.3.6 X7R 电容的温度系数

没错，如图 4-6 所示的是电压为 0V 时的 TCC(尽管没有制造商会反复地强调这一点)。观察图 4-7，图中显示出容值是怎样随着所加电压的升高而下降的。与预料中的一样，0V 时的下降率为 0%。但是请注意，额定电压时容值下降了 25%~65%。还记得吗？即使在前述的“最坏情况”估计中，我都假设电压的稳定性良好。现在这幅图仅是为了说明当电容为陶瓷电容时，我们什么都不能假设。仔细阅读制造商的数据手册，继续问这些令人为难的问题，并确信你自作聪明的采购专员不会在你不知情的情况下购买了其他生产商的电容。

观察如图 4-7 所示的另外一个有趣现象，有两种尺寸为 0603 的 10nF/50V 电容。其中

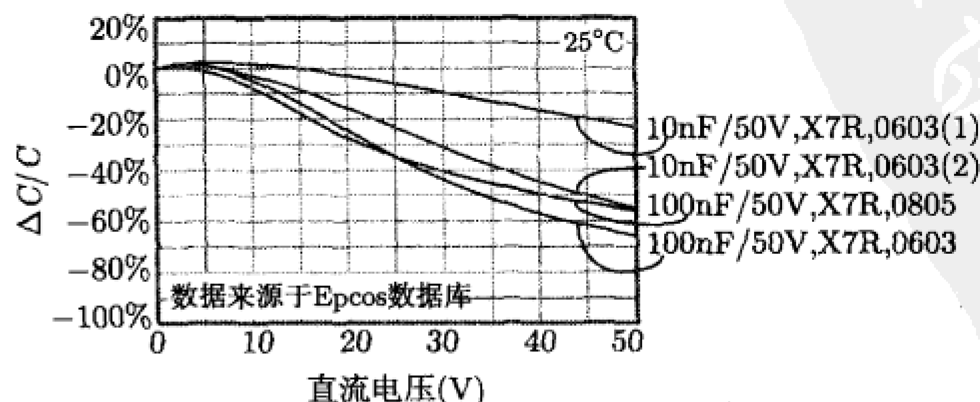


图 4-7 不同尺寸 Epcos 50V 电容的电压系数

一个容值下降约 25%，另一个下降约 55%。很明显，对你而言，这两种电容截然不同。但是如果你观察它们的型号，可能花 20min 才能看出它们的区别 (我就花了这么长时间)。我认为两种电容型号的第 10 个或第 12 个数字上存在差别 (有个附加的 0)。你是否认为实际上可能是因为半导体 IC 制造商窘迫地将信息塞进数据手册的第 12 页造成的？

现在观察图 4-8。当电压加至最大值 (100V) 时，容值下降达 45%。但注意，如果你只让电容工作在电压为 50V 的条件下，将获得比 50V 电容更好的电压稳定性。因此，也许 100V 电容尺寸会大一些，但即使在 50V 的应用中，它也是值得考虑的。

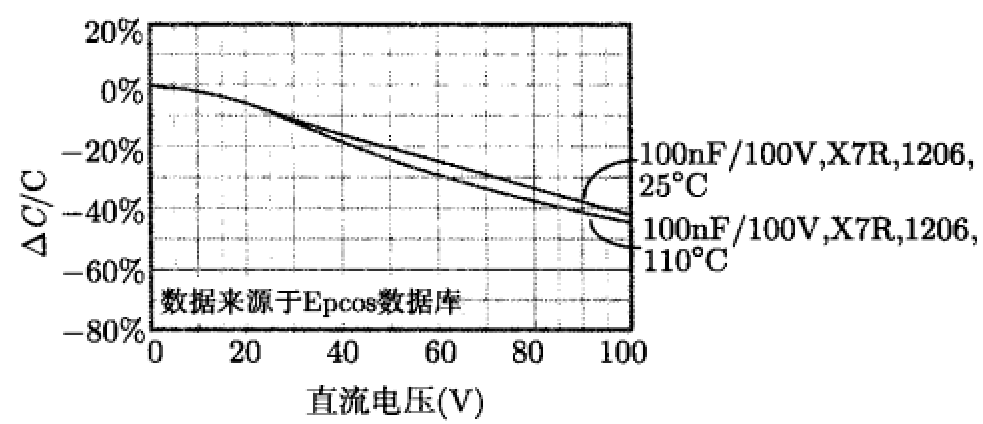


图 4-8 不同尺寸 Epcos 100V 电容的电压系数

我没有暗示 Epcos 生产坏的 MLCC，很可能他们在给出参数信息的时候有点太诚实了。但我曾用 Murata 的软件查找与 Epcos 电容相近的电容，并且发现电压达到最大额定值 (50V) 时，容值通常都下降 40%~45%，基本上与 Epcos 电容的范围相同 (当然除了这样一个事实：这一范围与你期望的正好相反)。

还应指出的是 Murata 的额定电压为 25V 的电容有着更好的电压稳定性曲线——最大额定电压时容值仅下降 5%~10%，实际上已经接近前面最恶劣情况计算时用到的电压稳定性曲线。

4.3.6.1 100nF 的 Murata 电容 *ESR* 与频率的关系曲线

我利用 Murata 的设计工具在图 4-9 中画出了几条 100nF 电容的曲线，我曾在第 2 章强烈建议在典型开关 IC 的输入端使用这种电容作为去耦电容。注意，Murata 有一种低 *ESL* 系列电容，其 *ESR* 也很低。可以肯定的是 *ESR* 随着频率的增加而降低，这与 elko 电容一样。然而降至某个值后，*ESR* 又开始随着频率的升高而增加。注意，*ESR* 的这种变化肯定是因为交流电阻的影响，似乎不可能与谐振频率或谐振时的 *ESR* 有关。对于这种 100nF 电

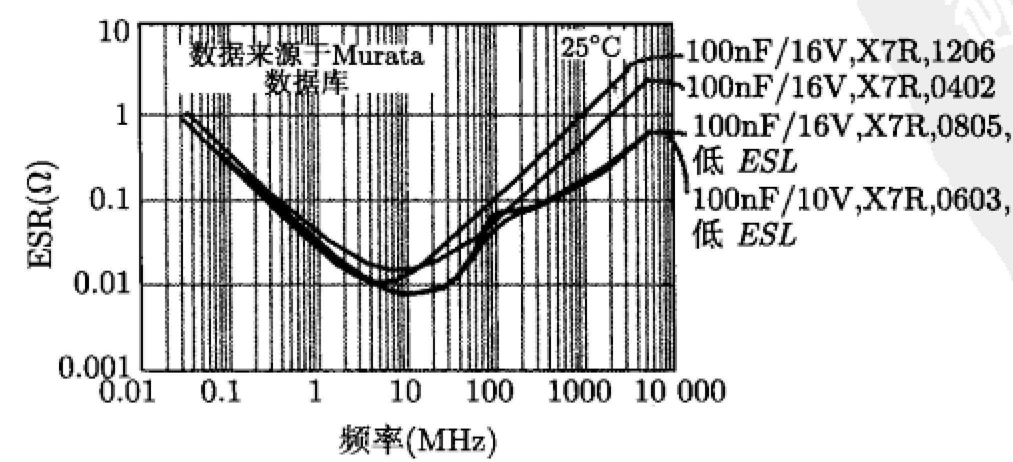


图 4-9 几种不同尺寸 Murata 0.1μF 电容 *ESR* 与频率关系的比较

容，当频率在 5MHz 至 10MHz 之间时，会出现最小值。1206 电容似乎比 0402 电容的性能更差，因为其 ESR 在更低频率处开始增加，乍一看，你会觉得很奇怪。我们会考虑采用尺寸更大的电容，从而更有可能降低连接电阻 (直流和交流)。通过更仔细的观察，我们会发现这并不是完全正确的，因为 1206 的 ESR 最小值比 0402 的 ESR 最小值还要小。很不幸，随着频率的升高，1206 的 ESR 比 0402 的要大得多。

ESR 的最小值出现时对应的频率比电容的谐振频率更低，如图 4-10 所示。图中的电容容值均为 100nF，尺寸都是 0805。我们发现谐振频率的变化范围在 20MHz 至 60MHz 之间。显然低 ESL 电容的性能更佳。图 4-10 中的某些电容与图 4-9 中的相同，很明显，ESR 在低于谐振频率时达到最小值。

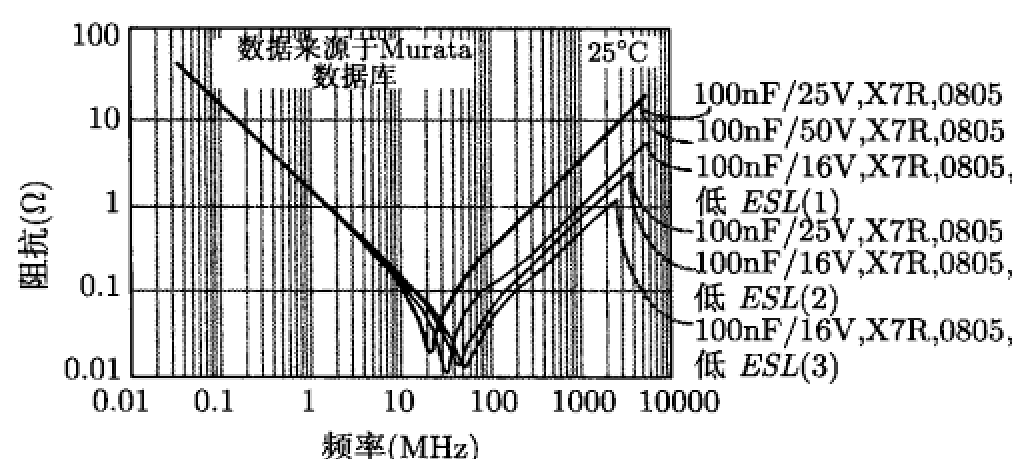


图 4-10 几种 Murata 100nF 电容阻抗的比较

因此有人告诉你电容在频率为 30MHz 时性能好，还会说 10MHz 时更好，**两种说法针对的是不同方面，都是正确的**。或者如果有人说电容的 ESR“只有 30mΩ”，请告诉他低频时 ESR 几乎比这大 100 倍 (至少这是根据 Murata 的设计工具得出的结论，除此以外还需要阅读下一节关于 Epcos 电容 ESR 的内容)。

4.3.6.2 比较 Epcos 的几种 100nF 电容

图 4-11 给出了几种 Epcos 生产的 100nF 电容的曲线。它们的谐振频率在 20MHz 至 40MHz 之间。同时也给出了 ESR 曲线，我们会发现 ESR 曲线在阻抗曲线稍前达到最小。然而在其他方面，Murata 电容的 ESR 曲线与 Epcos 电容的 ESR 曲线看起来有着很大不同。当然，我希望任何电容的阻抗曲线以 −20 dB/十倍频程下降，最终，电容呈现出感性，以 20 dB/十倍频程上升。但我并不认为 ESR 需要 ±20 dB/十倍频程的斜率，如图 4-9 所示。交流电阻的影响要比这两种曲线更复杂一些。

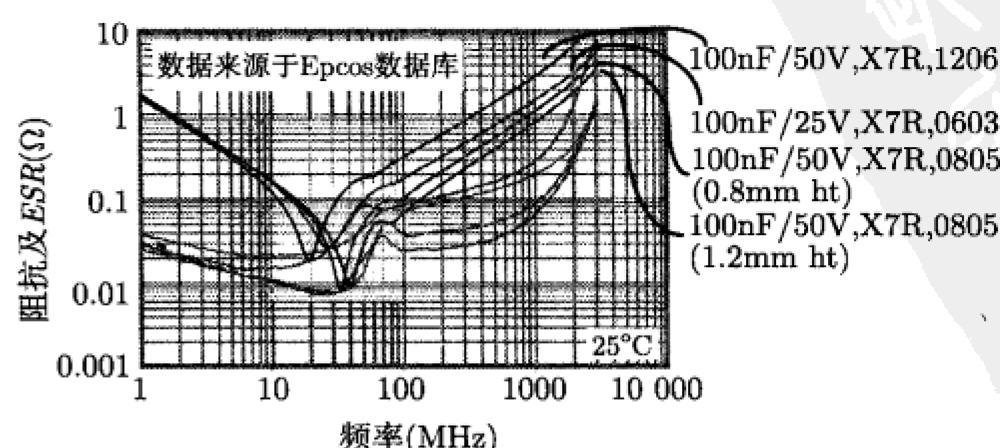


图 4-11 几种不同尺寸 Epcos 0.1μF 陶瓷电容的比较

我认为不要总是以为元件供货商不会犯错误——无论是 IC 制造商还是零散的供货商。我们必须以我们的判断和经验看待每个数据。我个人认为 Murata 需要修改其 *ESR* 数据，或至少修改生成如图 4-9 所示曲线的设计工具，它们看起来真的很奇怪。

4.3.6.3 比较 Murata 生产的几种 47nF 电容

我对 100nF 是否应被当作电容的黄金取值 (理想取值) 存在疑问，如果减少容值，比方说减至 47nF，会出现很差的结果吗？正如你从图 4-12 中看到的那样，没有什么显著的变化。通常谐振频率会有轻微上升，*ESR* 有些许增加，但实际上，如果成本和尺寸没什么差别，我更倾向于选择 47nF 的电容。

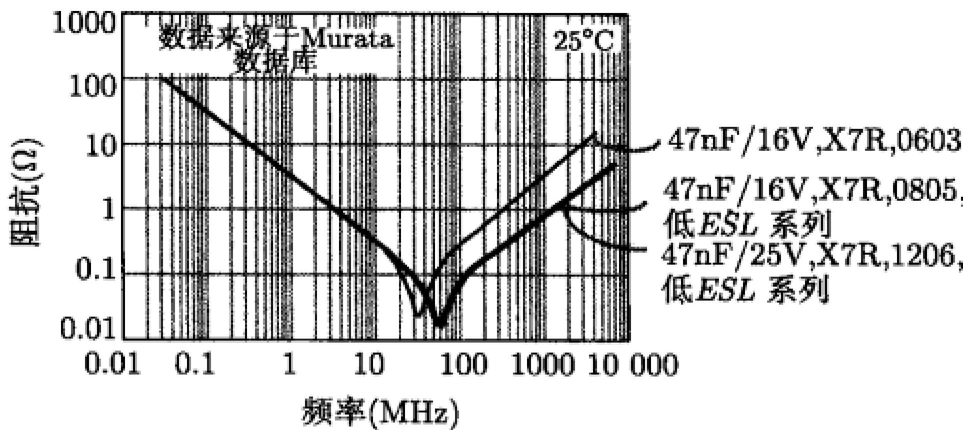


图 4-12 几种 Murata 47nF 电容阻抗的比较

4.3.6.4 与温度的关系

虽然这些电容在高温时容值会降低，但 *ESR* 通常会得到改善。在图 4-13 中，我选择了一个 10nF 的电容，并使用 Murata 的设计工具改变温度，谐振频率几乎没有变化，但 *ESR* 却随着温度升高而降低。就像之前给出的频率关系曲线一样，图 4-13 的曲线仍与 elko 电容的曲线相似。但幸运的是，这不会引起陶瓷电容发生像 elko 电容一样的电解液蒸发！

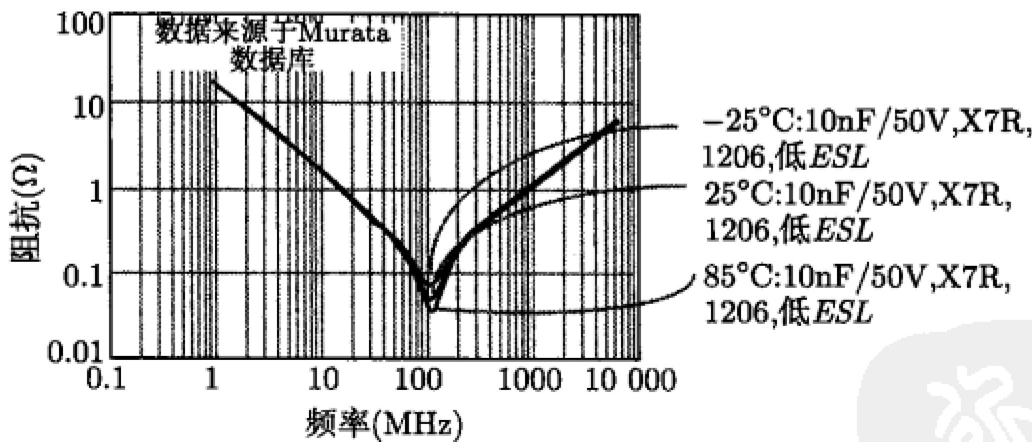


图 4-13 Murata 10nF/50V 电容的阻抗与温度的关系

4.3.6.5 陶瓷电容的建议降额法

你应该记得，由于封装尺寸的原因，电容有最大安全损耗。当电容流过交流电流时，考虑这一点十分重要。该损耗的大小与制造商有关系，但典型值在 150mW 至 200mW 之间 (对于 0402 尺寸以上的电容)。进一步，由于存在温度上限，允许的损耗应降额，也就是说，40°C 以上时，开始线性地降低损耗，直至 125°C 时降至 0mW(对于 X7R 电容)。

注意陶瓷电容的 *ESR* 非常低，以至于谈论它的电流变得不太实际。因此，制造商通常采取基于改变电容电压的降额方法。如果额定直流电压为 V_R，施加在电容两端的电压峰–峰

值不允许超过 V_R 的 80%。此外，电压的有效值不允许超过 V_R 的 28%。

实际损耗与 ESR 有关，低温时 ESR 会显著增加，因此引入了电压允许有效值的降额方法。在 +5°C 时，需要对电压有效值降额 −7%，−15°C 时降额 −15%，−35°C 时降额 −20%，−55°C 时降额 −30%。但你可能需要向供货商索取元件的相应信息。因为制造技术多种多样，每个制造商的原则各不相同。

4.3.6.6 陶瓷电容的老化

电容老化指的是随着工作时间的增加，陶瓷电容容值的负对数规律的变化。现代钛酸钡陶瓷的晶体结构在温度达到其居里温度 (也称为居里点)，即 125°C 时发生改变。晶体结构会随着时间的增长变得松弛，使介电常数以对数规律下降。并且介电常数越高，这一过程就越明显。

老化过程是可逆且可重复的。只要电容的温度超过了居里温度，就会发生还原，老化过程重新从零开始。加热电容至 125°C 并持续一个小时，或加热至 150°C 并持续半个小时，可确保电容老化还原。

老化常数或老化率是这样定义的: 时间增加 10 倍时，电介质的老化过程造成的容值损失百分比。也就是说，若电容每 10 倍时间的老化率为 1%，则容值的衰减率为:

- 0.1~1h 为 1%;
- 1~10h 为 1%;
- 接下来的 10~100h 降低 1%;
- 接下来的 100~1000h 再降低 1%;
- 接下来的 1000~10 000h 继续降低 1%，等等。

*如果老化率为*1%，1000h 后，电容总共老化了 4%。对于 X7R 和 X5R 电容，老化率一般为 −2.5%，Y5V 电容为 −7%(最好检验一下制造商给出的数据)。因此，1000h 后，X7R 和 Y5V 电容的容值将分别下降 10%和 28%。

由于老化，有必要为电容指定用于参考测量的寿命，在寿命结束前，容值将仍在规定的公差内。此寿命通常规定为 1000h，因为从实际来看，1000h 以后容值的下降就不那么快了。

因此所有电容在出厂前，均需加热至居里温度然后冷却，标准的参考寿命为 1000h，容值都在规定的公差范围内。

在电源中焊接了电容的客户会发现时钟走得太慢了，他们认为容值超过了制造商保证的公差上限 (这对于商用陶瓷电容来说是极少出现的)，并立刻将电容退回给制造商。但问题是只要 PCB 进入到焊接阶段，*老化复原*就会发生并使容值增加。只要他们多等一段时间，他们的时钟就会走得很准了！然而，如果稳定性十分重要，我还是倾向于使用 SMD 薄膜电容。

4.3.6.7 *ESL* 同样关键

在现代处理器应用中，对于为其提供电源的变换器，允许的输出公差显著减小。内核电压一般为 1V，公差为 ±3%，其中包括了交流暂态、纹波和直流精确度！也就是说最大为 ±30mV。此外，处理器运行时的某些时刻还需要很高的 $\mathrm{d}I/\mathrm{d}t$(电流尖峰)。单一的电源管理方法不能满足要求，这是一种综合性需求，包括良好的负载点去耦、快速的控制环、高开关

频率、下垂技术 (即动态电压定位) 等。

应使去耦电容的 ESR 最小，对 ESL 也应如此。正如图 4-14 所示，每个因素都很关键。实际上，我们要寻找的是理想电容！尽管理想的电容并不存在，但无疑它们的性能正变得越来越好，正如下一节所描述的那样。

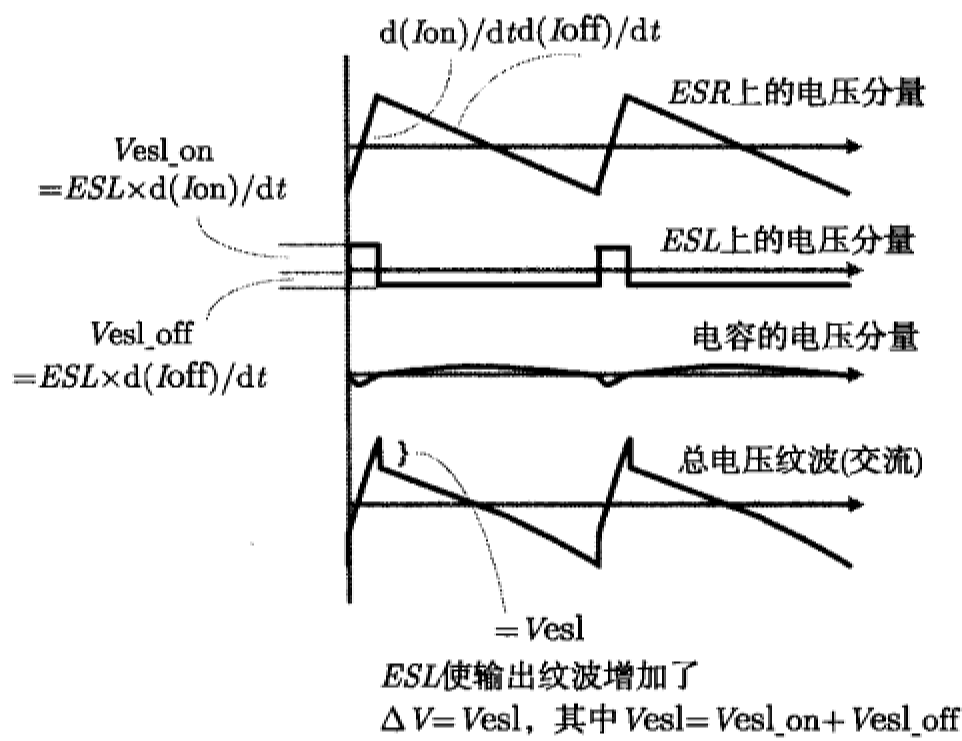


图 4-14 输出电容对降压变换器电压纹波的影响

顺便解释一下，为什么下垂技术有助于变换器的输出在公差窗以内。这听起来像个悖论，不是吗？但是，观察图 4-15，你会发现负载突增至最大时，如果直流值能尽可能以较低值限制在直流窗内，将允许更大的交流尖峰在系统突然再一次进入空载状态时出现。类似地，如果在这之后，输出电压尽可能以较高值限制在直流窗内，将允许更大的负交流尖峰在处理器突然再一次进入满载时出现。换句话说，你动态地对直流电平进行定位，使处理器的整个交流和直流窗发挥出最大的优点。

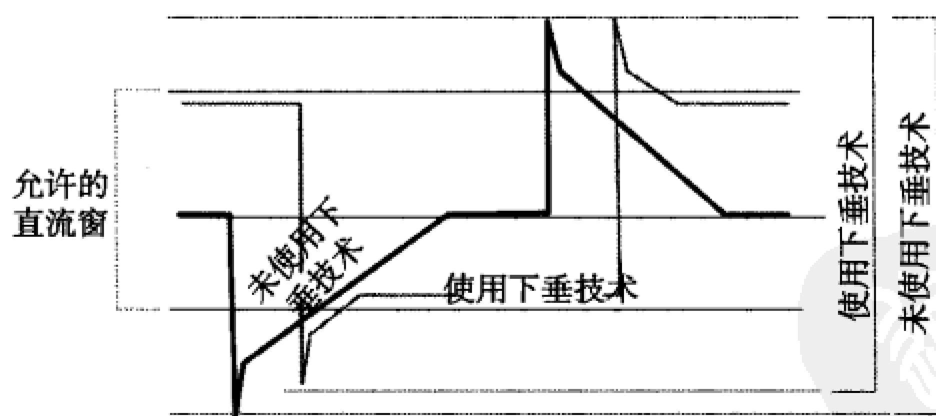


图 4-15 下垂技术 (动态电压定位) 允许更大的交流暂态噪声

4.3.6.8 逆几何结构的 MLCC

我们已经习惯使用 0805、1206 等型号的电容。但制造商却认识到使用逆几何结构有助于显著降低标准电容的 ESL，并且已经生产出几种这种新型的低感电容 (如图 4-16 所示)。注意，1206 代表长 120mil、宽 60mil。但 0612 并不表示长 60mil、宽 120mil！长度和宽度并没有改变，只是电容的端子从沿宽度方向变为沿长度方向。这就像在笔记本电脑上观看一部

显示比例为 4:3 的电影和一部显示比例为 16:9 的电影。第一种情况黑边在两侧，而第二种情况黑边在上面和下面，两者都不能很好地适应你的屏幕！

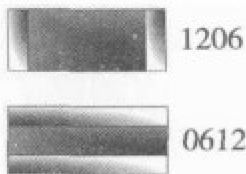


图 4-16 可降低电感的逆几何结构电容

4.3.6.9 超低电感电容

许多制造商都研制出了梳状电容 (IDC)。这些超低电感电容的原理与第 5 章论述的单片 5V/50A 反激电源一样。如图 4-17 所示，在芯片中进行布局是一件痛苦的事，但他们的目的是：当将这种电容接到 PCB 上时，就无需费力去降低电感——这项任务由电容完成了。但是，因为管脚数量多，正的和负的走线不得不迂回前进，你将别无选择，只能不时地使用数量众多的过孔。也许他们只是设法将电容内的大部分电感转移到 PCB 上！

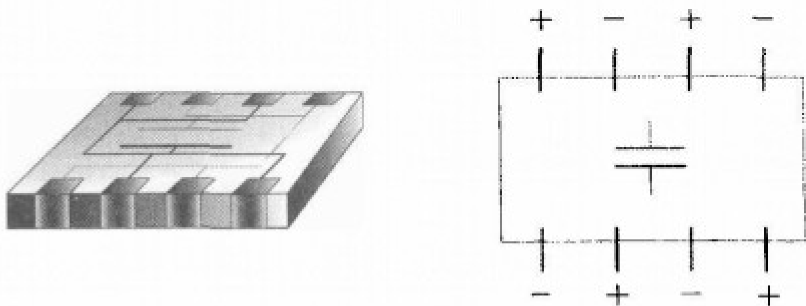


图 4-17 可降低电感的梳状陶瓷电容

类似地，AVX 提出了改进型 IDC 电容，称为 LICA(低电感芯片阵列) 电容。这种电容是 AVX 和 IBM 共同研制出来的。它们的基本原理不变——利用反向电流抵消磁通 (如图 4-18 所示)。看上去它们与常规的 IDC 很像 (需使用同样的布局)，但它们有着改进的内部电极结构，进一步降低了 ESL。参见图 4-19，理解电流如何被强迫在芯片内流动。



图 4-18 低电感芯片阵列的原理 (AVX 公司生产的 LICA)

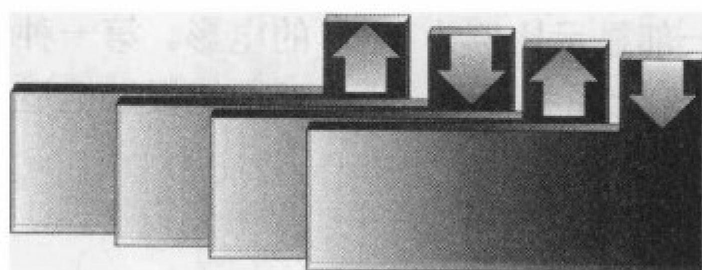


图 4-19　LICA 电容 (AVX 公司) 内部电流路径是如何进一步降低电感的

对于常用的几种不同类型的 80mil×50mil、100nF 去耦电容，其参数的改进归纳如下。

a) 标准几何结构电容：谐振频率 30MHz，*ESL* 800pH。

b) 逆几何结构电容 (常规)：谐振频率 55MHz，*ESL* 130pH。

c) 逆几何结构低 *ESL* 电容 (IDC)：谐振频率 80MHz，*ESL* 50pH。

d) 逆几何结构 LICA 电容 (IDC)：谐振频率 100MHz，*ESL* 25pH。

第5章　使接地层的效用最大化

5.1　并联输出电容以实现均流

时间追溯到我在一家著名的三端高压开关 IC 制造商就职的日子。对于外行来说，这些器件可能看上去像一个 TO-220 封装的 MOSFET。但实际上它们有着显著的不同，在一个管芯中集成了 700V 的 MOSFET 和控制电路。这种器件一个突出的优点是，它们的 tab(TO-220 封装) 处于地电位 (与源极端子相连)。因此你可以将散热片直接与其相连而无需任何绝缘措施，并且散热片不会向周围发出电场。另一种方案是使用控制 IC 来驱动外部 MOSFET，此时需要将 MOSFET 的 tab 与散热片绝缘 (MOSFET 的 tab 通常与其漏极相连，在反激变换器中为一电压波动的节点)。因此必须将散热片接地以阻止其成为一个天线。虽然器件本身似乎开关十分迅速，但它会泄漏大量的 EMI! 曾经，在我们的 800W 服务器电源中，最高的、最棘手的、EMI 频谱中最难以去除的部分实际上来自于微不足道的 25W 备用电源。此电源使用的就是这种单片集成开关 IC!

然而总的来说，这仍是一种十分不错的器件，我认为没有必要用哪怕是一点点的“投机技巧”去销售它。但有讽刺意味的是，我在那家公司学到了很多! 文化似乎确实会扩散。因为那家公司是由一群不快乐的人创立的，他们在一家大型模拟器件公司 (后来我曾就职于此) 工作过若干年。但庆幸的是，我也学到了许多关于反激电路的知识，并真正弄明白了 PCB 布线、接地反弹、接地层以及其他一些基本技术的重要性。所以我确信就 PCB 布局而言，反激拓扑确实是难度最大的拓扑。

让我们观察一下表 5-1，此表来源于高压开关 IC 系列的使用手册 (是我在大量卓越的“指导”下写出来的)。如果你仔细观察此表，你会发现一些奇怪的事情。例如，在最后一列

表 5-1　使高压开关 IC 系列获得制造商公布的效率及最大负载曲线的电路参数

典型 5V 输出电源的元件参数通用交流输入 (交流 85~265VAC)									
参　　数	单　位	242Y	243Y	244Y	245Y	246Y	247Y	248Y	249Y
电流上限 (典型值)	A	0.45	0.90	1.35	1.8	2.7	3.6	4.5	5.4
变压器主绕组最大电感 Lp	μH	2780	1385	923	693	462	346	277	231
变压器漏感	%/Lp	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
副边走线电感	nH	20	20	20	20	19	16	13	10
变压器谐振频率 (副边开路)	kHz	750	800	850	900	950	1000	1050	1100
变压器主绕组交流电阻	mΩ	2000	1060	700	600	500	300	200	100
变压器副绕组交流电阻	mΩ	12	6	4	3	2	1	0.75	0.5
输出电容等效串联电阻@100kHz	mΩ	18	9	6	5	4	3	2	1
输出电感直流电阻	mΩ	6	4.5	3.5	3	2.5	2	1.5	1
共模电感直流电阻 (两个桥臂)	mΩ	370	340	310	280	250	220	190	160
磁芯损耗	$\%/P_{IN}$	2	2	2	2	2	2	2	2
电流上限 (典型值)	A	0.45	0.90	1.35	1.8	2.7	3.6	4.5	5.4

(249Y)，要求输出 (铝电解) 电容的 ESR 为 1mΩ。考虑到即使是 ESR 比较低的现代陶瓷电容，其 ESR 也有 10mΩ ~30mΩ，所以 1 mΩ 的取值明显是行不通的。

我们知道任何反激变换器输出电容的损耗都很高，因为电容要承担来自二极管的三角波电流。显然可以通过将 ESR 降至 0 来减少大部分的损耗，使制造商发布的效率曲线抬高，并且允许器件的最大功率达到更高。然而，"0mΩ" 太容易理解了，不是吗？它表示"降低 ESR 并提升效率"的情况，换句话说，这是一种完美的降–升变换器。

我的问题是，公司现在希望我用某种方式"验证效率曲线"。他们也许对可能会发生的法律纠纷过于敏感了，例如，如果客户要求看一下工作板以重新确定开关 IC 数据手册中的数据时，恰好工作板并不存在。这非常像优先认股权，却没有逆向变化的日期。

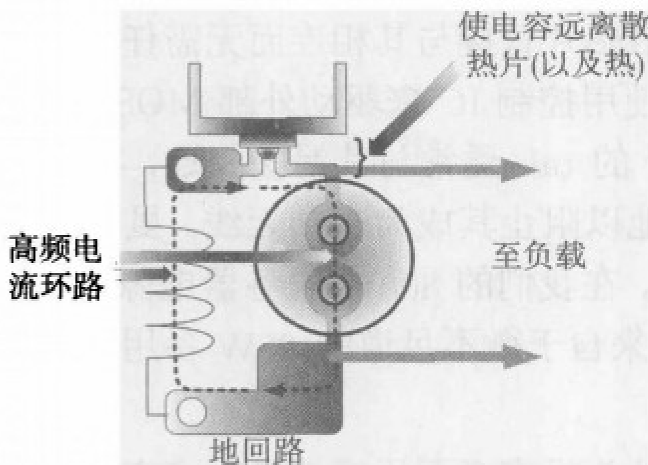


图 5-1　在反激变换器中，如何放置独立的输出电容

因此在我创建了电子数据表并"改善"了效率曲线后，我必须要做一件不可能做到的事，我不得不去验证。使我担心的不仅是我必须将十几个电容并联以使有效的 ESR 接近目标，还有这样一个事实，即我必须确保电容间 PCB 走线的阻抗相互抵消。

通常在单层板上 (仍常见于商用 AC-DC 电源)，**随着电容并联数目的增加，电容间 PCB 走线的阻抗也随之增加**。以图 5-1 为例，图中所示的是只有一个输出电容的最简单情况。这里有个小小的建议——如果你试图通过不断地减小电流环路以进一步减小阻抗，那么电容将被散热片加热，这会减少电容的使用寿命。关注变压器二次侧的走线电感同样是个重要问题，我们将在稍后讨论。除此之外，就没有其他问题了，当然除了这样一个事实，即由于电容仅有一个，使等效 ESR 不会特别低 (纹波电流处理能力也不强)。

因此假设将 3 个同样的电容并联，如图 5-2 的左图所示。跟随电流路径，我们会发现外面的电容的均流效果很差，所以需要为其提供镇流措施。将下方的接地层在水平方向截去一部分，如图 5-2 的右图所示。这样对 3 个电容来说，保证了电流流过的 PCB 走线长度相等。此外，如果我们想测量输出电容电流的有效值，必须在图中所示的位置将走线切断以便将电流探头接入。只有这样，我们才能自信地说，每个电容的电流为在此点观察到的任意波形电流的 1/3。但如果在 PCB 上盲目地添加电容，却得不到这样的结果。

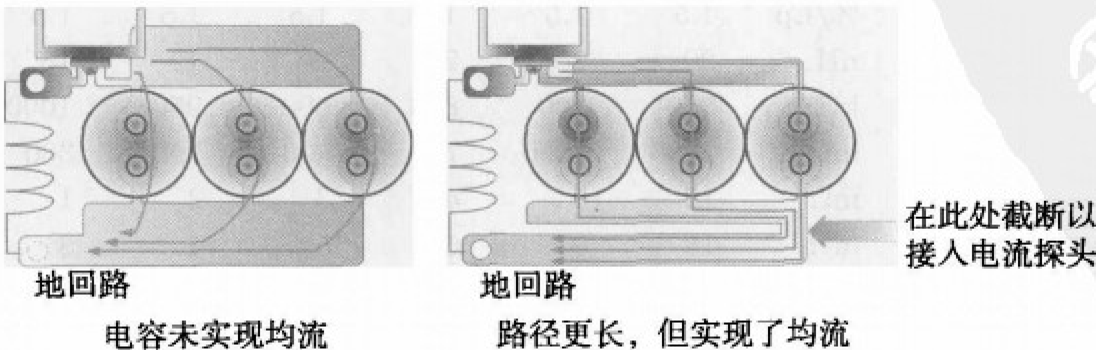


图 5-2　使反激变换器中输出电流均流的好的和坏的方法

我记得在我以前工作过的 AC-DC 电源公司，每当他们一丝不苟的设计团队向几个并联输出电容的其中一个接入一小段导线，用以连接电流探头以测量该电容电流有效值时，这一小段导线本身的电感就会使电流改变路径，从被测量电容转移到其他电容。实际上没有任何方法能单独测量每个电容的电流有效值。因此，最好的方法是首先确保实现均流，然后记录流过全部电容的总电流，最后将该电流除以 3(在纵向上按比例缩小)。注意大小为原波形 1/3 的波形，其有效值也为原波形的 1/3。因此如果所需的纹波电流处理能力为 12A，则需要 4 个处理能力为 3A 的电容，或者 3 个处理能力为 4A 的电容，以此类推。*但前提是它们必须良好地并联。*

如果不用电流环路，而是用一个小检测电阻来测量某一电容的电流，情况会如何呢？嗯，如果使用了非常小的检测电阻，将会有大量噪声出现，读数将不可靠。如果使用大一些的检测电阻，电流还是会转移到其他并联的电容中。正确的方法仍与使用电流环路时相同，即测量全部电容的电流，然后除以电容的个数。

上述推理使我确信我的任务看起来是完全没有希望完成的。我无法将 9 个或 10 个电容并联，并且在不增加走线电感的情况下实现良好的均流，这简直超出了想象。但最终我采用了双层板解决了这个问题，开发出了一台非常不实用的 250W 反激电源样机，输入为交流 85V，输出为 5V@50A。测得其效率约为 62%，与制造商公布的数据手册曲线相一致，也与我用 MathCAD 制作的数据手册 (顺便说一下，此数据手册可从我的《精通开关电源设计》那本中所附光盘中获得) 一致。我的发明的输出级如图 5-3 所示 (尝试将其销售出去)，但这么做确实有效!

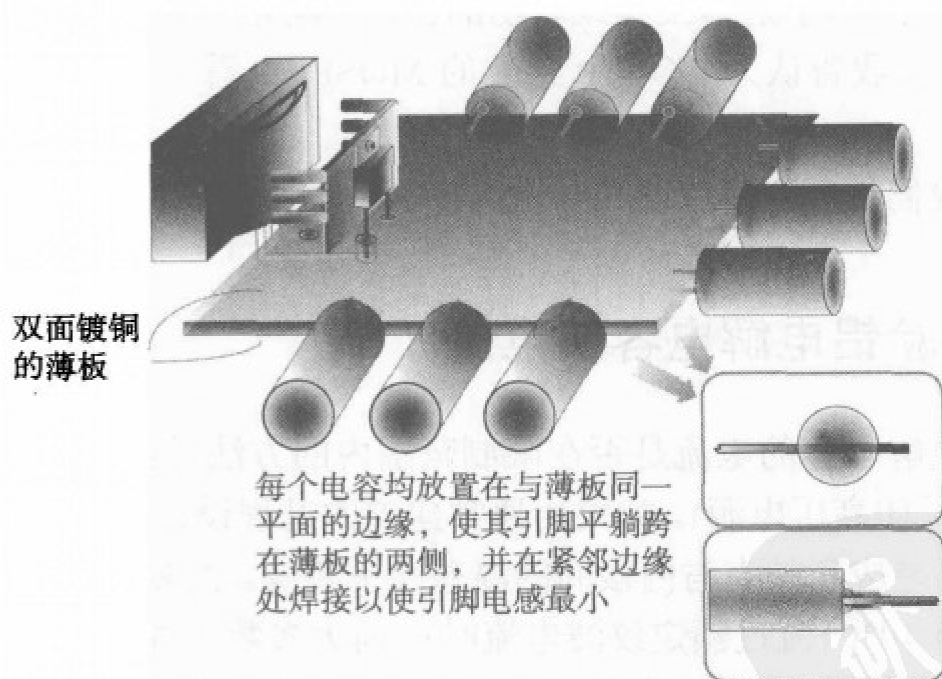


图 5-3 一台输入为交流 85V，输出为 5V/50A 的反激变换器样机是如何 (勉强) 实现的

注意，我不希望哪怕是 1mm 的 (外部) 引线电感出现我的设计中。并且在 PCB 上敷上两层面积很大的 2oz(1oz=28.35g) 的铜层，使电流流入其中一层并在另外一层返回，*实际上这样就将全部走线阻抗抵消了*，只剩下几个电容的 ESR，而且并联在一起。当然我没有办法直接证明所有走线阻抗确实被抵消了，只能通过实践进行证明 (对于本例，通过发热证明)。

把下面一点记住很重要，我刚才提及的 MathCAD 数据手册非常成功地 (非常详细地) 验证了公司早期几个系列的产品，数据与实验结果高度吻合，在所有输入电压和负载情况下

精度都达到 ±1%。否则，首先我的数据手册就成了问题。顺便提一下，器件的交叉损耗非常严重 (在输入电网电压高时，约为总损耗的 30%~40%，并且公司的说明书 AN-19 声明此损耗是不可避免的)。

5.2 两种解决方案的对比：开关 IC 与控制 IC

当然让这个 250W 的庞然大物连续运行超过 1min，而不会导致 IC 内部 OPT(过温保护) 的唯一方法是使用水冷散热片，我实验室中一位脾气暴躁的高级技术员用了将近半天的时间做好了散热片，材料包括管子、金属条、高温焊料和一个潜水泵。注意在这一功率等级下，对于 TO-220 封装的芯片，损耗为 15W(经过计算与测量)。如果你认为对 TO-220 封装的芯片来说，损耗有些太高了，我完全同意。

你还必须知道的是，整个系列芯片广告中提到的最大负载额定功率与芯片的最高结温 (或所需的散热片尺寸) 无关。它们的额定负载/功率完全取决于一个标准，即电流未超过内部开关电流阈值。设 MOSFET 的结温为 100°C，并且在计算中保持不变。如何保持结温是需要全盘考虑的问题。“是的，我们知道在最大额定峰值电流时，MOEFET 的压降为 18V，它显然会发热，但你认为我们是销售散热片的吗？”注意，这与衡量商用 MOSFET 的功率处理能力的方法完全不同。因此如果你认为可以愉快地将某一应用中的 6A MOSFET 用一个“6A”的单片开关 IC 替换，那么结果会让你感到吃惊。你可能会发现所谓的等效开关 IC 有一 R_{ds}(漏源间通态电阻)，通常比你想象中的大 2~3 倍。从中我明白了决不能将苹果和橙子进行对比 (即使有一天，由于遗传工程或聪明的营销，世界上所有的苹果都看起来与橙子很像)。我同意这一观点，我曾认为 TO-220 封装的 MOSFET 看上去像一个开关 IC，那时我还很年轻。

在随后一节中我们将会更清楚地弄明白为什么图 5-3 中的输出级仍然能工作。

5.3 快速地检验铝电解电容的电流

一种快速检验电解电容的电流是否在限制范围内的方法是：在系统运行一段时间后触摸它(在此之前必须关闭高压电源)。如果用通常建议的过程设计电解电容以确保其寿命，那么外壳与环境间的温差应和外壳与内核间的温差几乎相等。大多数 85°C 电容的内核与外壳间的温差都设计为约 10°C(流过额定纹波电流时)，而大多数 105°C 电容 (长寿命的) 的此温差设计为 5°C 到 8°C。因此环境温度为 25°C 时，任何电解电容的外壳温度不能超过 35°C 至 40°C。你触摸电容时会感到发热是适度的，不会特别高，除非出现与纹波电流和预期寿命相关的问题。阅读第 4 章。

5.4 二次侧走线电感及其对效率的影响

许多年前在孟买，我开发出了我的第一台 70W 的反激电源并获得了最初的信心，之后，我问我自己：“为什么我不能继续下去呢？比方说，为什么我不能制作一台 600W 的反激电

源？”这就像如果你不知道万有引力的存在，你就会飞一样。所以我真的制作了一台 600W 的反激电源，然后我想究竟有什么值得大惊小怪呢？反激电源使人震惊。

顺便说一句，当时我所在的城市刚刚出现商业化的功率 MOSFET，每个售价为两美元。我的同事迫不及待地在他的逆变器项目中使用 MOSFET，每天大约使用 5~10 个。它们非常容易损坏，每次都是由 dV/dt 过高造成的。因此为避免再次冒险，我用几个并联的 TO-3 封装的双极型晶体管 (如果没记错的话，型号为 BU-208) 替换了 MOSFET，并在每个晶体管的基极和发射极接上了镇流电阻，每个晶体管都安装在一个大金属底板上。在磁的方面，我将两个 EE65 磁芯肩并肩放在一起，并将手绕线圈放置在中心柱上。输出电容数量不多，尺寸也不大，总效率达到令人赞叹的 70%左右。我认为**许多年后**困扰我的问题是——我曾经是怎样做到的？

原因包括三点。第一，我只是用了壁上的 230V 交流电源，因此输入电流非常低。第二，我十分幸运，碰巧选择输出为 60@10A，也许是因为我暗地里希望我最终能用它为一个甲乙类高功率音频放大器供电。因此输出电流就比选择其他输出参数时，比方说 5V@120A，要低很多。这就是为什么输出电容的数量、ESR 以及纹波电流处理能力都是很理想的原因。第三，我当时发现**变压器的匝数比比较低**，如果没记错的话约为 5:1 或 4:1。匝数比正是典型反激变换器在重载时效率骤降的最主要的原因。**如果你为离线式反激变换器糟糕的效率感到迷惑，并且输出电压为 5V 左右或更低，你应从此处开始寻找原因。**记住，5V 输出所对应的典型匝数比为 20:1。检查稳压二极管或 RCD 钳位电路的温度。如果它们非常烫手，远远超过了你的估计，那么漏感比你想象的要高得多。原因可能不在于你考虑周到的变压器供货商，而在于**你的** PCB **布局**。

在这件事中我最终完全弄明白了匝数比的作用。在这家生产高压三端单片开关 IC 的公司，当我验证我的 MathCAD 数据手册是否与他们之前的产品吻合时发现了一个现象，即对于所有电路板，如果输出为 12V，那么试验数据吻合得非常好，但如果输出为 5V，当负载加重时，我估计的效率比实际观测到的至少高 5%到 10%。连续几周，我都对此不理解。到那时为止，我的数据手册与他们自己内部 Excel 数据手册的估计完全一致，他们之前发布的效率曲线均基于那张表。最后，在进行了长期而绝望的文献查阅之后，我发现了差异存在的原因。**高频路径中的全部二次侧走线电感都会出现在一次侧，电感值要乘以匝数比的平方，**在数值上与一次侧的漏感相加，从开关 (及其稳压二极管或 RCD 钳位电路) 的角度来看，这就是实际的总漏感。例如，5V 输出的反激变换器，变压器的匝数比通常大约在 20 到 25 之间 (匝数比过大的话，输出电压反映到一次侧后会损坏额定电压为 600V 或 700V 的 MOSFET，太小的话，5V 输出要求的占空比太小，使效率严重降低)。因此，即使是 1 英寸的 PCB 走线 (电感值估计为 20nH) 折算到一次侧后，电感值为 $20^2 \times 20\text{nH} = 8\mu\text{H}$。如果考虑到设计优良的变压器一次侧漏感为主绕组电感的 1%到 2%，这一电感值已经相当高了，而且估计出的稳压二极管或 RCD 钳位电路的损耗占总损耗的比例仍会很大。因此，对于通用交流输入电压的 70W 反激变换器，其变压器主绕组电感通常为 1mH，一次侧漏感约为 10μH~20μH，**那么仅仅由耦合过来的二次侧 1in 走线的电感，导致一次侧漏感值几乎会倍增！**钳位电路的损耗也会加倍，并且总效率会降低。这是减小如图 5-1 所示的电路环路面积的首要原因。环路面积不仅产生 EMI 问题，还影响着效率。这就是二次侧 PCB 走线电感的全部影响。

你可能会同我争辩——每英寸 20nH 仅仅是经验值！我们怎么确定一次侧实际漏感到底增加了多少呢 (并用于上述计算)?

通常建议的测量漏感的方法是：将二次侧短路，测量主绕组两端的电感，如图 5-4 的上图所示。但是我们现在发现，这种方法用于变压器生产中的抽查以确保变压器的质量或许有效，但对于电路中的其余部分，此方法就不够好了。我们需要在线测量实际漏感的方法。我最后建议那家高压开关 IC 公司的方法如图 5-4 的下图所示。当你采用了这种方法，并将结果与图 5-4 上图的结果比较后，你将不由地大吃一惊。

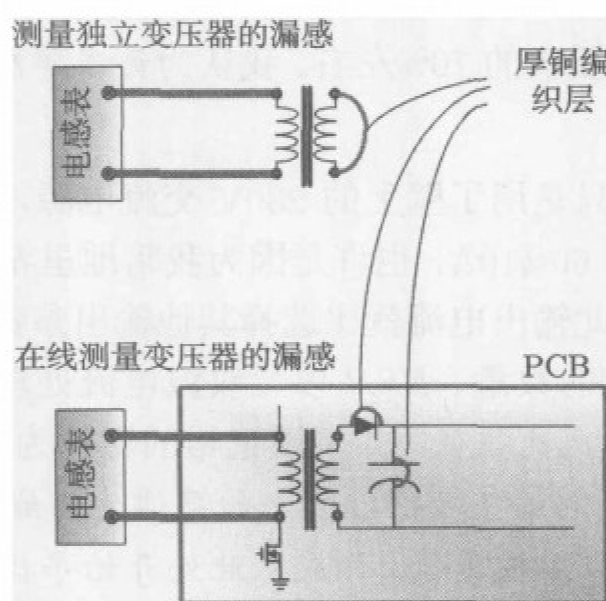


图 5-4 正确和错误的反激变换器主绕组实际漏感测量方法

最终，他们在进行了内部的制衡后 (公司确实非常看重产品责任)，自认为已经更好地理解了反激拓扑。因此，我迅速将这一缺少的数据添加到 MathCAD 和 Excel 数据手册中，与实际吻合得 (几乎令人怀疑地) 完美！当然我们认为重新修改之前发布的效率曲线是“不切实际”的，尽管前期系列开关 IC 新的效率曲线最终与顾客一直以来报告的结果相一致。公司没有采取任何方式警告顾客他们会面临困境。

怎么样制作出厚的铜编织层呢？我倾向于使用闲散在实验室中的普通吸锡线。现在我相当确信如果向其中渗入一部分焊锡，它将工作得非常令人满意，形成一个高频的分流支路。我不用再去订购利兹线了。

5.5 接地层中电流的返回路径

让我们弄明白为什么图 5-3 中的样机会工作。如图 5-5 所示的 2oz 铜 PCB 的顶层，有一直角型的载流走线。如果电流为直流，它将选择电阻最小的路径，即图 5-5 上图中接地层中的直线。如果频率非常高，返回电流会选择电感最小的路径，与上层走线并行，如最下面的图所示。对于中频电流，电流将在上述两条路径之间的某个路径返回。在所有情况下，电流选择的基本上是一条最简路径 (阻抗最低)。区别是低频时，任何导体的阻抗中电阻占的比例大，而高频时，电感占的比例大。因此高频时，返回电流试图使如图 5-6 所示的闭合区域面积最小，并紧密跟踪载流走线。这样，它将抵消由载流走线产生的磁场。如果我们这样做，

电流会以这种自然的方式帮助我们。我们应该认识到电感的存在仅仅是由于它产生的磁场，反之亦然。磁场含有的能量为 $1/2 \times LI^2$。因此，如果以某种方式消除磁场，电感也就不存在了。这种并行的反向走线也使邻近效应最小化，因而也减小了交流电阻。

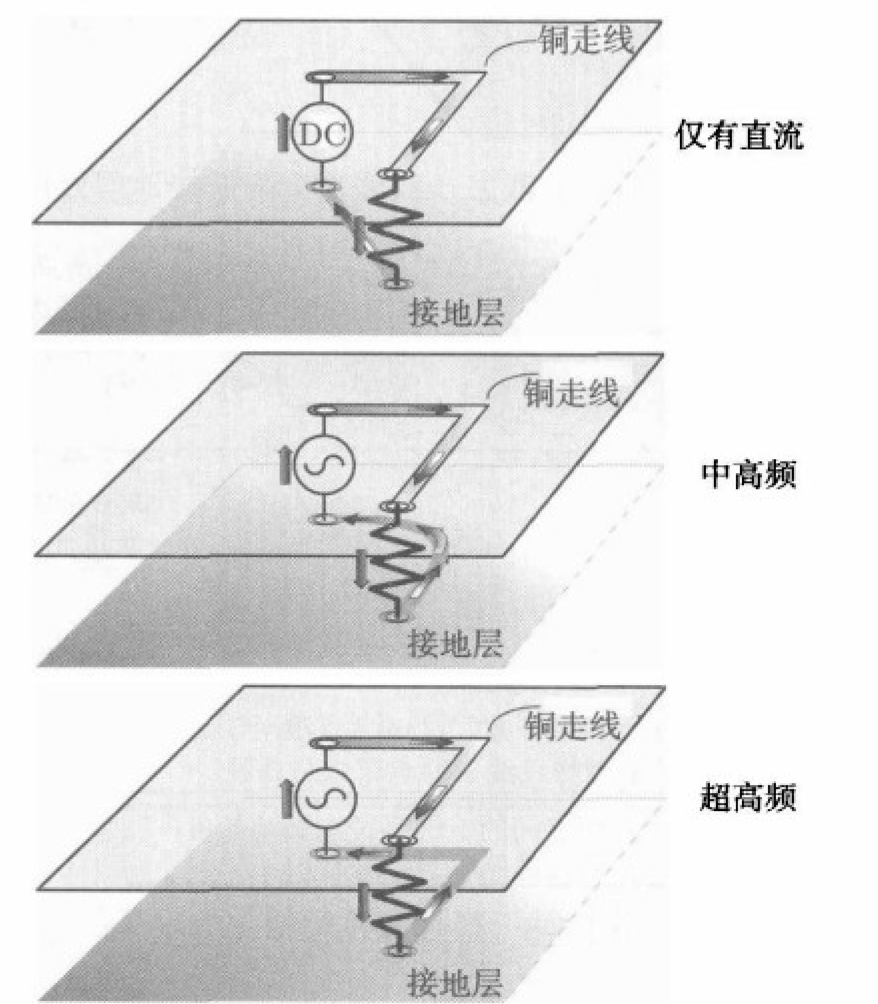


图 5-5 直流及交流返回电流均在最适当的接地层路径中流动

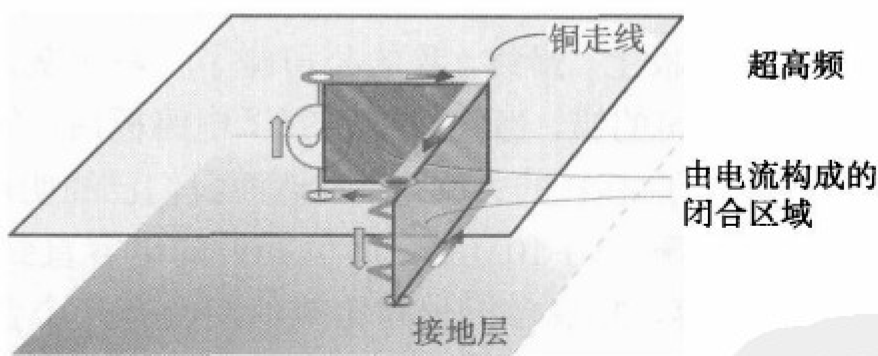


图 5-6 高频电流的路径使闭合区域面积最小

你应该非常清楚的是，在外部磁场的影响下，显而易见的解决方案可能是最具误导性的。直线并非是那么直 (短) 的！参见图 5-8 中的著名最速降线问题。事实上，我在物理实验室工作时，曾为一个科学项目制作了这张图，最近，又为我女儿获奖的科学项目再次制作了此图。

最终图 5-7 告诉我们，不假思索地在接地层上截去一部分铜 (也许是为了相邻层之间的布线) 会阻止电流流过期望的路径，从而降低了接地层的效用。进一步讲，这相当于在 PCB 上形成了一个*缝隙天线*。最终，环流将在这个缝隙的附近流动，形成了 H 型磁场 (H-fields) 并引起电磁干扰。

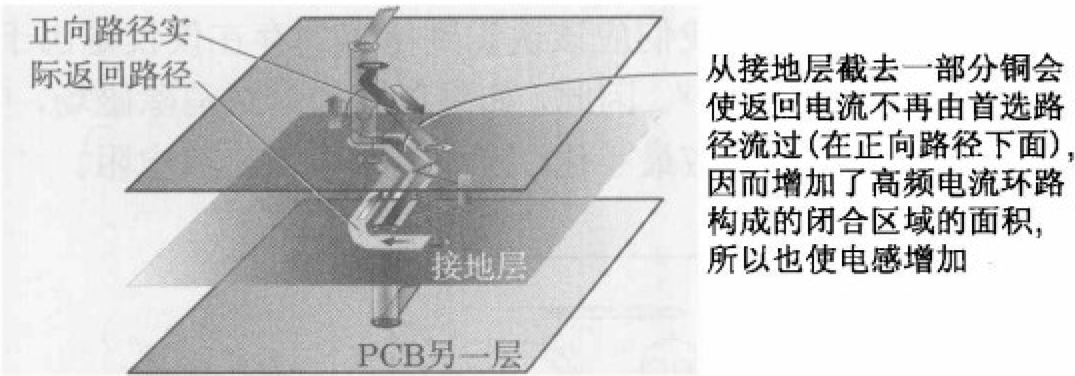
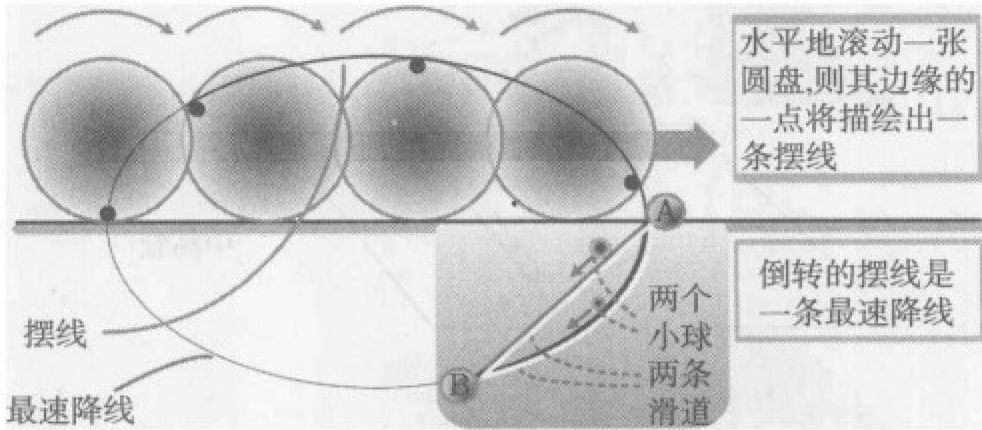


图 5-7 从接地层上截去一部分铜会降低接地层效用



两个小球(任意尺寸)由A点滚至B点
沿最速降线滚下的小球总是获胜

通常，两点间的首选路径未必是长度最短的路径(例如直线)

图 5-8 最速降线模拟

5.6 并联走线以降低电感

一次，一家较大的台湾客户被一个 DC-DC 功率变换器所困扰，变换器位于一块用于高端笔记本电脑的十分复杂的电路板上。最终，我的公司碰了一鼻子灰，在这笔交易中损失了几百万美元。但这并非完全是公司的错，当我仔细研究了电路板后，我不由大吃一惊。

客户做的其中一件事是使用了 1μF 的去耦电容，然而我们已经明确建议他们使用 0.1μF 的电容。1μF 的陶瓷电容谐振频率约为 10MHz，而 0.1μF 的电容直到 30MHz 都正常工作。当我询问他们为何使用 1μF 电容，并暗自祈祷和希望他们会有一个合理的原因时，所有的工程师都答道："1μF? 它比 0.1μF 更好，不是吗?" (在美国，是不是人们都认为更大的就是更好的?) 这个答案丝毫没有增加我对他们的工程能力的信心 (至少同 Power Conversion 公司相比)，虽然这并不是真正最主要的问题 (至少对于我检查过的几块电路板不是)。变换器中的 MOSFET 出人意料地烧毁，我至少找出了其中一条主要原因。我想，也许他们认为我们的控制 IC 由于某种原因对 N 沟道增强型 MOSFET 完全"过敏"——因为 MOSFET 至少与控制 IC 相距 3in，两者间的布线非常草率。也许你会问，这有什么错呢?

首先，栅极驱动电路需要瞬间向栅极走线注入近 1A 的电流使 MOSFET 迅速有效地开通。此时，3in 栅极走线的阻抗有着十分不利的影响。其次，对于同步降压变换器，你需要记住的一点是，为了避免经 MOSFET 的交叉导通，它们内置了死区时间，大约为 10ns~20ns。因此，如果两个驱动信号*不对称*，很可能使死区时间无效，从而造成交叉导通。参见图 5-9，看看可能是什么原因使栅极驱动信号变得不平衡 (从栅极看去)。

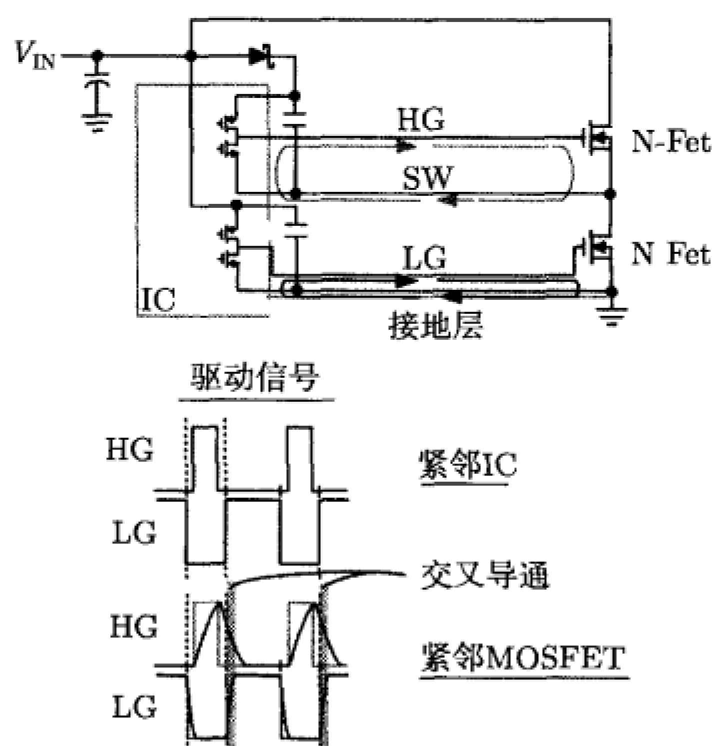


图 5-9 两个 N 沟道 MOSFET 在双层板上距离很远会导致交叉导通

灰色的电流环路反映出栅极驱动电流是怎样流动的。低端 MOSFET 实际上与 IC“非常接近”，因为接地层将两者之间的栅极走线阻抗抵消。记住，这也是前面讨论过的体型庞大的 5V@50A 反激变换器能正常运行的原因。但是高端 MOSFET 栅极驱动电流经 SW 走线返回，而不是经接地层，SW 走线没有提供的阻抗抵消作用并不强。因此，从电气角度来讲，高端 MOSFET 与 IC 距离很远。因此，高端 MOSFET 的栅极信号与低端 MOSFET 的栅极信号相比，延迟到达栅极，使死区时间不起作用并引起交叉导通。

注意，如果高端 MOSFET 为 P 沟道的，那么它的驱动信号总是要经接地层返回，而不是经 SW 走线 (不存在自举电路)。因此 P 沟道/N 沟道 MOSFET 的组合就 PCB 布局而言，实际上工作得更稳定 (只要有良好的接地层)。

还要注意，有人尝试制造内部具有高端 N 沟道 MOSFET 驱动电路的控制 IC，驱动不是悬浮的，而是以地作为参考。其特征是 IC 不存在 SW 引脚，如果存在 SW 节点连接，它的作用也仅仅是电流检测，因此没有高端驱动的返回电流流经 SW 节点。也许你会认为这对于消除高端 MOSFET 的走线电感而言是一个好办法。但很不幸，这些驱动电路存在严重的概念性问题，充其量高端栅极驱动信号会流入地。但要记住，在同步降压变换器中，SW 节点电压在电流续流时会比地电压低 100mV 或更多。并且实际上在上述死区时间内，SW 节点电压可能比地电压低约 1~2V(假设低端 MOSFET 的两端没有肖特基二极管)。但是 SW 节点同时也是高端 MOSFET 的源极 (其栅极此时为地电位)。换句话说，在死区时间内，V_{GS} 会高达约 +1.5V，因此立刻使高端 MOSFET 开通，造成了直通，并降低了效率。因此*应避免使用“以地作为参考”的高端 N 沟道 MOSFET 驱动电路*！请再次检查你使用的控制 IC！此类器件的一个实例是 2743，实际上此 IC 的数据手册中并没有告诉你要接上一个肖特基二极管 (原因为上述任何一个)，并他们的评估板也没有提示使用这个非常昂贵元件的任何必要性。不要冒这个险！

5.6.1 多层板及其接地层

为了使接地层的效用最大化，需保证接地层刚好位于元件层以下，这样就使其距离功率

走线尽可能地近。不仅有助于接地层与元件层相应的高频走线形成良好的磁耦合，增强的容性耦合还能使部分噪声被接地层吸收。如果接地层“良好”(最好使用 2oz 的铜以及几乎没有截去的部分)，它将持续表现为一个低噪声的接地层。但过多的注入噪声会破坏接地层的平衡。接下来，就是你的责任了！

5.6.2　同步控制器和开关 IC 的死区时间

有一次，我参观了我们模拟半导体公司的科罗拉多州设计中心。在此之前我一直认为他们的 IC 设计师实在很有天赋。当我听说他们声称新开发的控制 IC 完全没有死区时间时，对他们的钦佩感严重降低。他们解释道，新型驱动电路开关非常快 (1ns~2ns 以内)，因此他们认为死区时间是完全没有必要的。当然，对于任何想法，设计师似乎总是用大量的仿真去验证。是的，也许驱动电路本身确实不会造成直通，因此无需死区时间，但是由它们驱动的外部 MOSFET 呢？我的经验是，通常应为开关 IC(集成了 MOSFET) 插入 10ns~20ns 的死区时间，但由于控制 IC 要驱动距离很远的 MOSFET，死区时间应至少为 40ns 左右。你永远不能确定最终用户如何对栅极驱动走线进行布线，也不能确定最终使用的 MOSFET 的特性。决不能忘记这样一个事实：对于功率 MOSFET，无论它们多快，对于栅极脉冲信号的响应，均存在内部延迟。此延时仅仅是栅源间电容由零电压充电至 MOSFET 开启电压的时间(假定施加于栅极的是理想方波脉冲)。另外，高端 MOSFET 和低端 MOSFET 很难完全一样，它们各自的延时也难以相等。换句话说，它们存在固有的相对延时。这些因素都会造成交叉导通，尤其当驱动级提供的死区时间本来就不足时。

同样让我不安的是，科罗拉多设计中心的 IC 是一个电流模式控制器。电流模式下，在开通时总是需要上升沿的间隔使电流尖峰消隐。否则比较器将对此噪声尖峰，而不是对其后平稳上升的电感采样电流做出响应。但是，那群家伙仍然骄傲地宣称控制器完全没有消隐时间。他们说的“完全没有必要”反映出他们有勇无谋。但我的经验仍然是上升沿的间隔时间大体上应与死区时间相等，时间长短的标准也与死区时间一样。在大多数基于 3842 的高压应用中，我认为必须加入至少为 100ns 的消隐时间以保证其正常工作。

因此我回到家里，热心地准备了一份冗长的表格，内容包括 PCB 走线阻抗、MOSFET 的延时等；还准备了一份关于竞争对手 IC 的调查报告，列出了它们的死区时间和消隐时间。但它们所做的仿真就像一堵坚不可摧的墙，我无法逾越。因此当我后来听说他们的新型 IC 存在“一些问题”时，我感到很奇怪！显然，他们的梦想项目持续了至少一年以上，占用了各种资源 (我猜主要是更多的仿真时间)。我甚至不肯定他们是否发售了这款 IC，因为对我来说，当时面临这样一种情况：“不要问，也不会说。”

第6章　AC-DC 与 DC-DC 变换器的印制电路板布局

6.1　简介

解决灾难性问题的最好方法就是，将你的原理图交给一位计算机辅助设计人员，然后去“做别的更重要的事”。没有什么比 PCB 的布局更重要，它是联系经 MathCAD 及 Spice 验证过的，已在 IEEE 发表的，正在申请专利中的理论设计与可靠的最终产品之间的纽带，而且是唯一的纽带。因此必须确保你制作的不是半条纽带。

现在你已经知道了原理图会说谎，因此计算机辅助设计人员怎么可能会正确理解你的原理图呢？他们会为降压变换器与升压或升降压变换器采用相同的布局。事实上每种拓扑的建议布局是各不相同的。因此当我检测一台故障的降压变换器时，我首先会寻找布局中非常特殊之处。当检测另一种拓扑时，也可以根据其布局，迅速判断出问题可能出现在哪里。以上就是我要澄清的事实。但在弄明白这一点之前，还需要讨论评估板的概念。

6.2　评估板 (EVB)

在我任职过的每个半导体公司，一直以来都始终在谈论评估板。但直到我离开每家公司前，也没人能把它弄明白。讨论的过程通常是这样的 (悬而未决)：我们应该为应用服务部制作一块评估板吗？但是我们没有时间，那么我们是否也应为顾客制作高性能评估板呢？不，顾客需要的是一块非常小的板子，评估板不会这么小。你认为应用服务部会用提供给顾客的小电路板进行评估吗？当然不会。但我认为至少*目前为止*，将那块大电路板交给顾客非常合适，因为顾客想在上面接上探头观察波形。不，毫无疑问，我们*不想*让顾客知道那么多。但是如果将一块未经应用服务部完全评估的小电路板交给顾客，你能保证它可以正常工作吗？对了，产品工程师 (PE) 也需要几块评估板进行试验，测试工程师 (TE) 也需要几块。我们能保证评估板也满足他们的要求吗？我们是否应该只制作一种 (完美的) 通用板呢？你知道我们还要用它测试新开发的自启动测试仪呢。那好，十分抱歉，让我们制作三种评估板吧：一种给顾客，哦，抱歉，两种给顾客，一种大的一种小的；一种给应用服务部；另一种给产品工程师和测试工程师。这样就是四种了。你认为这么多评估板之间会存在*相关性问题*吗？你真的不同意仅为所有人制作一种评估板？哦，对了，网络团队已经卖出了一些样子好笑的“自行构建”(Build-It-Yourself) 式评估板，上面有许多大面积的正方形敷铜区。他们会为将评估板送给应用服务部进行测试而烦恼吗？那么你是否认为我们可以干脆就用它呢？不管怎样，顾客会收到电路板，无论他们喜不喜欢。等一等！我们讨论的是*演示板*，还是*评估板*？你知道它们的区别，对吗？别忘了还有给*顾客*的评估板和给*应用服务部*的评估板。这些是不同的

电路板!(场面沉寂下来)。那么谁去制作这些电路板呢?我们必须制作至少 4 块电路板。哦,对了,或许还要为 IC 设计师制作一块。但这块需要插孔,就像给产品工程师的那块一样。你说有插孔的电路板无法正常工作是什么意思?会不会电路板出了问题呢?仅仅提供启动测试功能行不行?这不是产品工程师需要的吗?等等,等等,争论会无休止地进行下去!

你似乎要对一大堆电路板进行故障检测与排除 (或制作一大堆电路板),来满足所有人的要求。电路板的布局也各不相同。各种评估板都应具备某些关键特性以保证其性能良好,如果你忘记这一点,你会感到迷惑。

6.2.1 降压变换器的 PCB

如图 6-1 所示为 3 幅降压变换器的电路图。上图所示为开关导通时的电流走线 (加了阴影的线段),中图为开关关断时的电流走线,下图显示出上两幅图中走线的*不同*,即开关导通和关断期间走线的*变化*,反映出开关转换时发生了什么。换句话说,这些走线在开关转换时会突然流过电流,或者电流突然消失。可称其为关键走线 (或*交流走线*),高频谐波电流要流经于此。需要密切注意这些走线,因为不仅它们的阻抗在高频时非常高 (产生鸣震 (ringing) 和噪声),而且会由 $V = LdI/dt$ 而产生轻微的 (但致命的) 电压尖峰。这些干扰最终会进入到 IC 中,引起控制错误和功能紊乱。需要注意在图 6-1 中,忽略了输入和输出电路板的直流分量,即假定完美的输入和输出旁路及去耦。

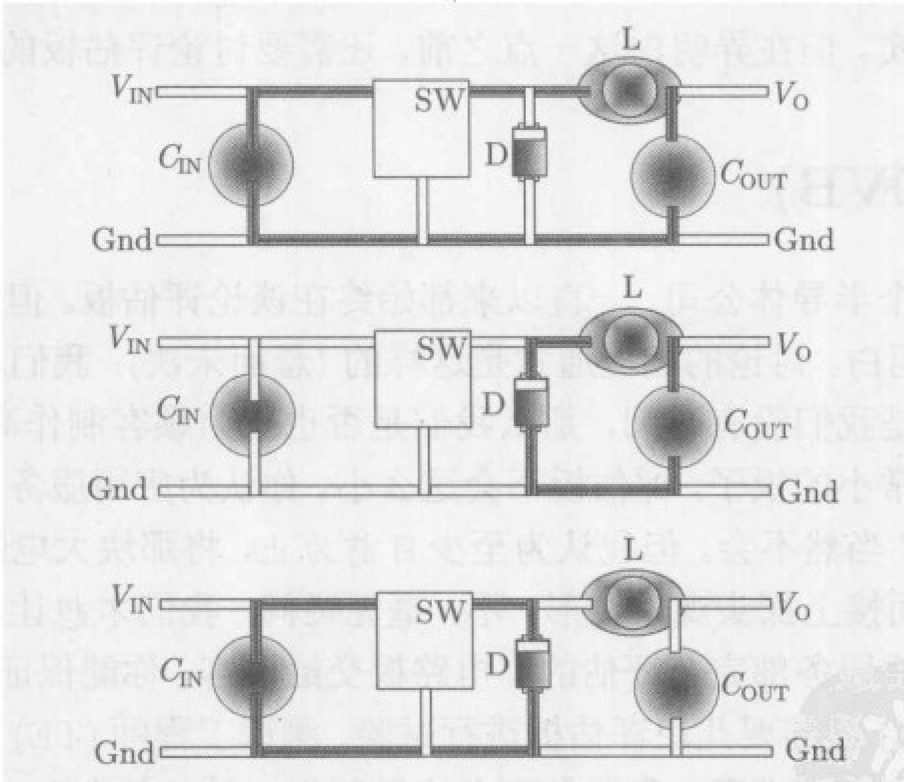


图 6-1 降压变换器,由上至下为:开关导通,开关断开,关键走线

对于降压变换器,良好的输入去耦十分重要,而且必须尽量减小陶瓷电容和 IC 间的走线长度。前面已经讨论过这一问题,但现在我们还发现*减小 SW 引脚与 L 和 D 的公共节点间的走线长度*同样重要。在我拿到故障的降压开关 IC 电路板后,所做的第一件事就是检查这条走线的长度。

我曾处理过一个特殊的电路板,一位重要的日本客户声称,在输出短路时,降压开关 IC 会发生爆炸。据我所知,这种 IC 不仅有逐周期的限流保护 (第一道保护),实际上还有隐蔽的第二级限流保护,起作用时将实现保护性折返 (跳过若干开通脉冲)。通常,跳过第一级保

护而只让第二级保护起作用是不可能的，这真的很奇怪。我使用了两台示波器，将它们都设置成单采集模式，观察放大(比例设为 10 μs/格) 和缩小(比例设为 10ms/格) 的波形。将两台示波器的触发电平设置为相同值，以捕捉电流的上升沿。我看到了非常有趣的现象，当我将输出短路时，开关 IC 的电流升至折返限流的大小，然后与想象中的一样，跳过了若干脉冲。电流下降，同时输出电压也下降。过了一段时间，电流重新开始建立 (进入间断 (hiccup) 模式)。但是如果希望开关 IC 像原来那样具有出色的性能，你将会很诧异。因为电流第二次上升时，甚至会超过二次限流值，此后不会再跳过脉冲，因此电流继续上升。我捕捉到了直到开关 IC 崩溃前的所有脉冲序列 (此后示波器的图像变得混乱)。当然，那时我明白了当电路板中使用了这种具有极快速开关的开关 IC 系列时，如布局不好的话，有时客户无意中会激发开关 IC 的二级限流保护 (仅仅由于注入的噪声)。这时他们通常会回来抱怨开关 IC 无法满载运行。我的建议是在开关 IC 输入端接上一个 0.1μF 的陶瓷电容。但是这回，日本客户开关 IC 的爆炸是我从未见过的。

需要注意的是，这与本书其他章节讨论的 $D > 50\%$的折返问题是完全不同的，因为那些问题都是与开关 IC 设计得很奇怪的第一级限流保护有关。

当我第一次观察这位日本客户的电路板时，我发现电路板的布局不是太好，因为续流二极管与开关 IC 距离有点远了——大约为 3/4cm，足以激发开关 IC 的二级限流保护功能 (那时我知道有这种可能性)。而真正令人惊讶的是，二级限流保护功能仅起了一次作用。问题的原因最终找到了，除了 PCB 布局之外，还因为客户使用了该款开关 IC 的直插封装型号，并且使用了挤型散热片 (extrusion heatsink)。因此开关 IC 的引线长度足以引起故障——输入去耦电容及输出二极管两条引脚本身的长度就已经很长了。所以严格来讲，将二极管放置得更远一点的话只会使情况更糟。这种开关 IC 或许在启动时能勉强运行，但显然最终它会完全损坏。就是因为这一原因，有可能的话，我决不使用直插封装的该款开关 IC。SMD 封装开关 IC 的引线更短，优点更明显。SMD 封装唯一的问题在于它的散热能力 (不可能安装散热片，只能靠 PCB 的敷铜层散热)。

在此例中，输入去耦不佳并不是引起故障的主要原因，因为这只可能会激发第一级限流保护。二级限流保护被激发是因为 SW 节点的鸣震噪声进入了开关 IC，进而引起了严重的问题。输入端的去耦此时起不到帮助作用。

我给日本客户的最终建议是在 SW 节点与地引脚之间紧邻开关 IC 放置一个小的 RC 缓冲电路，电容的取值一般在 470pF 至 4.7nF 之间，电阻一般在 10Ω 至 100Ω 之间。由于这个权宜之计非常依赖于布局和寄生参数，我通常让客户首先尝试电阻和电容取值范围中上限和下限的组合，如 470pF/10Ω、470pF/100Ω 等。客户可能还需修改 R 和 C 的值，以便在对效率不造成很大影响的前提下优化性能。据我所知，这位日本客户最终确定了缓冲电路的参数，并将带缓冲电路的电路板全面投产。

6.2.2 升压变换器的 PCB

对升压变换器可进行同样的走线分区分析，如图 6-2 所示。可以看出只需密切注意输出区域。当然如前所述，不能忽视开关 IC 控制区域对布局的要求。因此输入至控制区域 (未在图 6-2 中标出) 之间要进行去耦 (通常用 RC 滤波器)。对于所有开关变换器拓扑，均有一项关键性要求，即控制 IC 的电源走线必须是“清洁”的。正如在降压变换器中，功率级的输入

去耦电容与控制部分的去耦电容通常为同一个电容。在有些情况下，降压变换器控制器 IC 的电源引脚也需要接上一个小的 RC 滤波器 (通常为 10Ω 电阻和 0.1 μF 的陶瓷电容)。

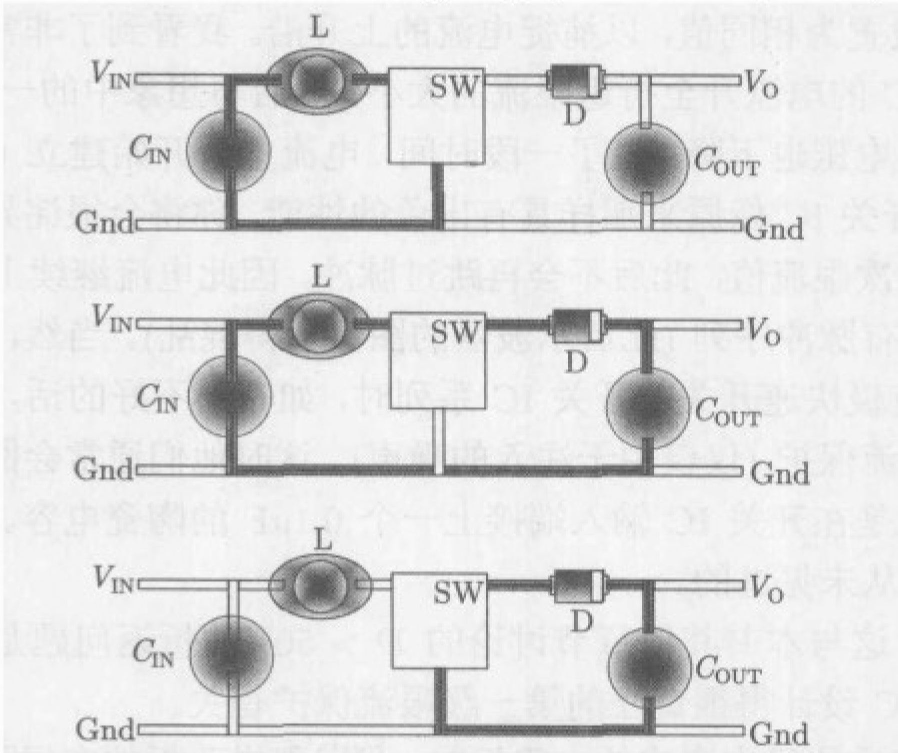


图 6-2 升压变换器，由上至下为：开关导通，开关断开，关键走线

另一现象也值得注意，即在任意拓扑中，电感及与其连接的走线均不是十分关键。因为电感使流经其的电流变得平滑，电感电流不会出现很陡的“边沿”。缓慢变化的电感电流含有纹波，而不是噪声！对电感的布局无需过于关注，但要保证使其远离敏感节点，尤其是反馈走线。

6.2.3 升降压变换器的 PCB

这一拓扑在布局阶段的困难是最大的，因为输入和输出部分均要承受脉冲电流。在图 6-3

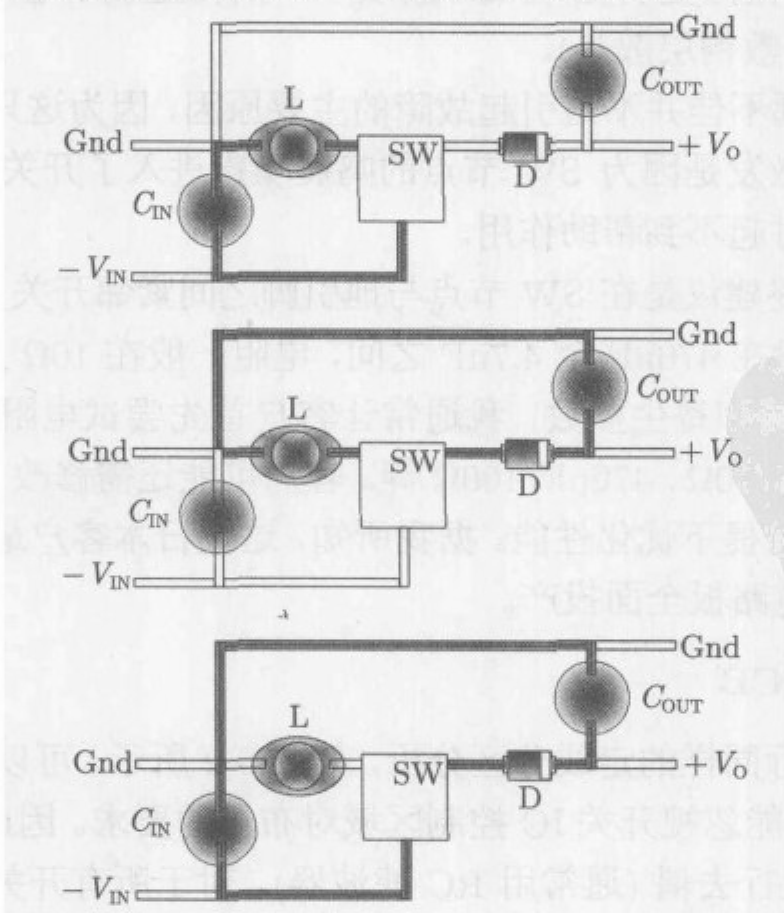


图 6-3 升降压变换器，由上至下为：开关导通，开关断开，关键走线

的走线分区分析中可清楚地看到这一点。应该使输入侧和输出侧几乎所有的电流环路最小，这一点十分关键。输入和输出电流都会出现边沿，并由此产生电压尖峰。当然，仍然无需过多关注电感。很不幸，无法将电感放置得太远，因为那样会使连接电感的走线过长，因为在此拓扑中，电感还是很关键的，太长的走线是不可接受的。

注意图 6-3 中的升降压变换器是负极性输入正极性输出的，对于正极性输入负极性输出的升降压变换器，分析过程和结论是相同的，布局的原则没有什么不一样，当然除了接地点的位置不同之外。

6.2.4 正激变换器的 PCB

尽管正激变换器是降压变换器的派生拓扑，然而在 PCB 布局上仍存在差异，因为正激变换器含有变压器。变压器工作原理是交流传输，因此要求主绕组和副绕组的电流有非常陡的边沿，否则两个绕组根本无法耦合。变压器磁芯仍“认为”变压器是一个电感，因为变压器内部磁场是平滑波动的。但是绕组则不同，它们对电流进行斩波，使能量的传递成为可能。因此对于电感，仅利用 DCR(DC resistance，直流电阻) 就能计算出铜耗；而对于变压器，必须要理解什么是交流电阻效应才能正确估算其铜耗。电感和变压器磁芯损耗 (铁损) 的计算方法则是相同的。

如图 6-4 所示的是正激变换器的走线分区分析。由图可见，需要使两个独立的电流环路长度最小化。图 6-4 和图 6-1 的区别虽然细微但很关键。图 6-1 实际上只有一个电流环路，尽管这个环路同时包含了输入和输出区域。

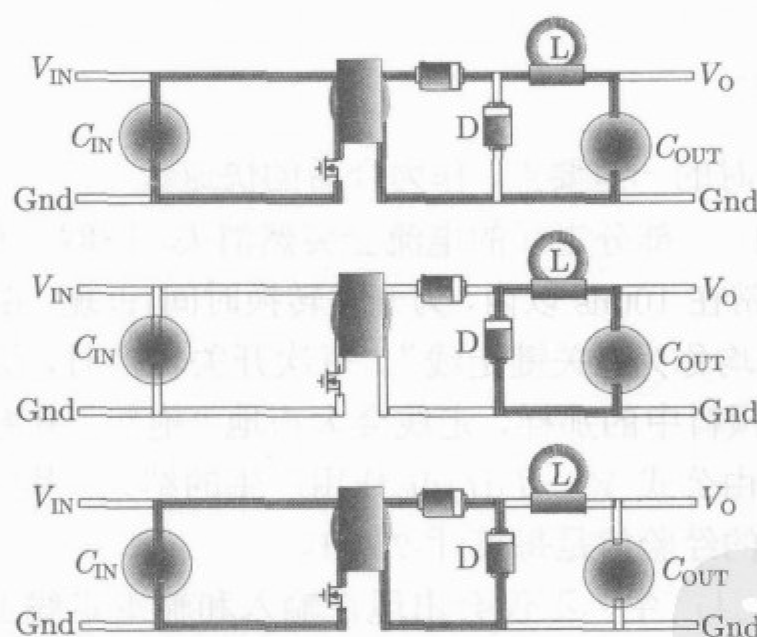


图 6-4 正激变换器，由上至下为：开关导通，开关断开，关键走线

6.2.5 反激变换器的 PCB

反激变换器 PCB 的分析示于图 6-5。由图可见，与正激变换器不同，即使是输出电容，也要保证它的引线和走线长度足够短。这与图 6-3 中的升降压变换器类似，变压器耦合的反激变换器正是由升降压变换器派生出来的。

因此，对反激变换器的布局要求是最严格的。也许可以认为反激变换器是“廉价和肮脏”的，但这一字眼决不能用在它的 PCB 布局上！否则它的性能只好如此形容了。

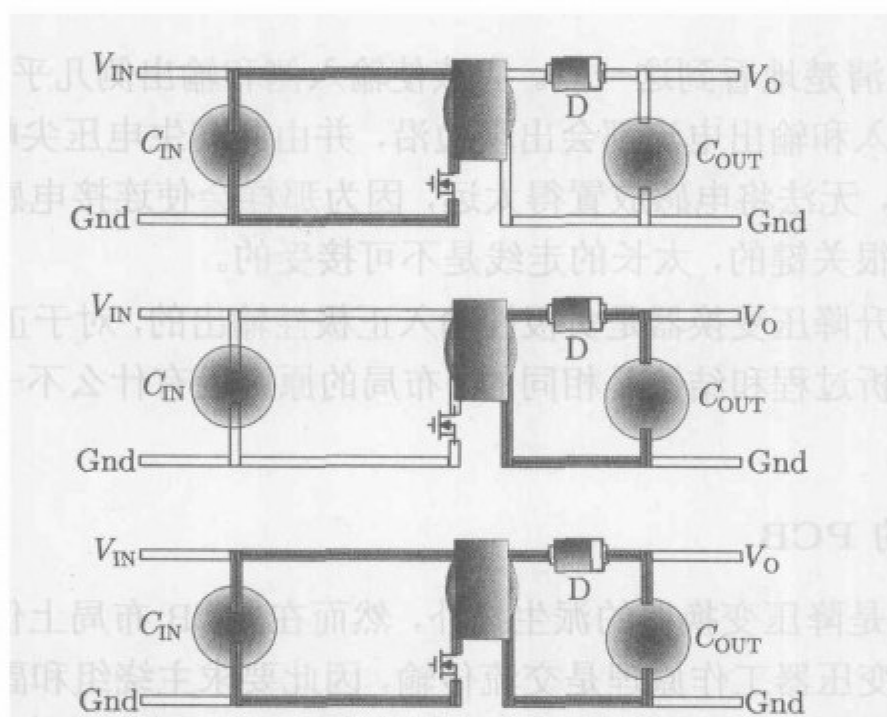


图 6-5 反激变换器，由上至下为：开关导通，开关断开，关键走线

反激变换器在布局上要求元件与元件之间的距离非常近，问题是，是否有一定的优先顺序呢？答案是在反激变换器中，每个元件都是同等重要的。但需注意，二次侧走线要比一次侧走线承担大得多的电流。在 50ns 内开关 1A 电流和开关 20A 电流相比，哪种情况的 $\mathrm{d}I/\mathrm{d}t$ 大是显而易见的！二次侧走线区域的布局最值得注意。另外，前面也提到过，二次侧的走线电感乘以匝数比的平方后会反映至一次侧。使一次侧的 RCD 或稳压二极管钳位电路的损耗大大增加，从而严重降低变换器的效率。必须设法使二次侧电感最小，尤其当输出电压低的时候，因为这时匝数比很大。

6.2.6 布局时的一些要点

现在，总结一下布局时的一些要点，作为今后的快速参考。

- 在交叉转换期间，一部分走线的电流会突然消失，同时，另一部分走线中与之相等的电流突然 (通常在 100ns 以内，为开关转换时间) 出现。在任何开关 IC 的 PCB 布局中，这些走线均称为"关键走线"。每次开关转换时，这些走线上都会产生很高的 $\mathrm{d}I/\mathrm{d}t$。正如预料中的那样，走线会大声地"抱怨"并感应出小而威力大的电压尖峰。这仅仅是由公式 $V = L\mathrm{d}I/\mathrm{d}t$ 作用产生的结果，其中 L 是 PCB 走线的寄生电感。寄生电感的经验值是每英寸 20nH。

  噪声尖峰一旦产生，不仅会出现在输入和输出走线上 (引起变换器的性能问题)，还会进入 IC 内部的控制电路，使其行为异常且不可预测。甚至会使开关 IC 失去限流功能，最终导致灾难性后果。

- MOSFET 的开关速度比 BJT(双极结型晶体管) 快。MOSFET 的转换时间约为 10～50ns，而 BJT 的典型转换时间约为 100～150ns。但迅速开关也使采用了 MOSFET 的变换器中出现严重得多的电压尖峰，因为在 PCB 关键走线中的 $\mathrm{d}I/\mathrm{d}t$ 非常高。

  注：例如，1in 的走线在 30ns 内开关 1A 的瞬时电流，感应出的电压尖峰为 0.7V。而 3A 电流在 2in 走线中感应出的电压会达到 4V！

  注：要"观测"噪声尖峰几乎是不可能的。首先，各种寄生元件会将其限制或

吸收一部分 (但剩余噪声仍足以使控制器工作紊乱)。另外，当接入示波器探头时，探头内 5~20pF 的电容也会有效地吸收电压尖峰，使我们无法在示波器上观测到。而且示波器探头还会从周围空间中收集开关噪声，因此无法确定示波器上显示的究竟是什么波形。

- 开关 IC 在同一封装中包含了开关和控制电路。虽然使用方便且减少了电源的元件数量，但开关 IC 对走线寄生电感中的电压尖峰也更敏感。原因是功率级的开关节点 (信号摆动的节点，也是同时连接二极管、开关和电感的节点) 是作为一个管脚从 IC 引出，因而这一引脚会将任何开关节点的异常噪声直接传递至控制电路，引起控制器工作紊乱。
- 注意在制作样机时，将电流探头 (通过回路或导线) 接入关键走线区域中的任何位置都是不可取的。电流回路的附加电感会极大地增加噪声尖峰的幅值。所以实际上独立测量开关电流或二极管电流是无法实现的 (尤其对于开关 IC)。此时，只有电感电流能被正确测量。有时也用一个小检测电阻代替电流回路，因为至少性能良好的电阻上不会出现电感反冲。
- 对于升压和升降压变换器，输出电容位于关键路径中，因此电容必须紧邻控制 IC 和二极管放置。并联的陶瓷电容也能起到帮助作用，前提是它不会引起回路的稳定性问题 (尤其在电压模式控制时)。
- 注意在降压和升降压变换器中，输入电容位于关键路径中，对于这两种拓扑要采取良好的输入去耦 (对于功率级)。因此，除了功率级必需的大容量电容 (通常为大容量钽电容或铝电解电容) 之外，还应在开关的*无噪声*引脚 (及电源引脚) 与地之间直接接上一个小陶瓷电容 (约 0.1μF~1 μF)，并且*尽可能地靠近开关放置*。
- 还需注意的是，控制电路本身通常也需要良好的局部解耦。为此，应将一个小陶瓷电容紧邻 IC 放置。显然，当使用开关 IC 时，用于功率级去耦的陶瓷电容的另外一个作用是为控制级提供去耦 (注意，这只适用于升降压变换器和降压变换器开关 IC，因为只有这两种开关 IC 的电源引脚才需要接输入去耦电容)。
- 有时需要更有效的控制 IC 去耦方法，这时可将一个小电阻 (通常为 10~22Ω) 直接接在输入 (电源) 走线与电源引脚间，而电源引脚和地之间仍需接小陶瓷电容，两者构成了一个 IC 电源走线的小 RC 滤波器。
- 注意对于所有拓扑，电感都不在关键路径中，因而无需过多地关心它的布局，至少从噪声的角度来看这是对的。但是一定不能忽视电感产生的电磁场，因为电磁场会影响附近的电路和敏感走线，与噪声一样会引起电路故障 (虽然通常不严重)。因此，成本允许的话，使用屏蔽电感是个不错的办法。否则，应将电感放置得距开关 IC 稍远一些，尤其要保证反馈走线的清洁 (不受噪声和磁场的影响)。
- 对于所有拓扑，二极管的位置都很关键，它连接至开关节点，而开关节点又直接连至 IC(尤其使用开关 IC 时，因为 SW 节点为 IC 的引脚)。但是在降压变换器的布局中，如果二极管放置得距 IC 远了一些，由此造成的问题通常能被后一级的 RC 串联缓冲电路纠正，该缓冲电路接在开关节点和地之间 (跨接在钳位二极管两端，紧邻 IC)，它通常由一个取值为 10~100Ω 的电阻和一个取值为 470pF~4.7nF 的电

容 (最好用陶瓷电容) 组成。注意电阻的损耗为两倍的 $1/2\times C\times V_{IN}^2\times f$(因为电流经电阻为电容充电时消耗 $1/2\times C\times V_{IN}^2\times f$，放电时又消耗 $1/2\times C\times V_{IN}^2\times f$)。因此，为了使电路有一个合适的工作状态，电阻的额定功率要适当，电容的容值也不能随意增加。

- 长度为 l，直径为 d 的导体 (导线) 电感的一个近似公式为

$$L = 2l\times\left(\ln\frac{4l}{d}-0.75\right)\text{nH}$$

式中 l 和 d 的单位是 cm。注意 PCB 走线电感的计算公式与此稍有不同：

$$L = 2l\times\left(\ln\frac{2l}{w}+0.5+0.223\ 5\frac{w}{l}\right)\text{nH}$$

式中 w 是走线的宽度。注意 PCB 走线电感几乎与 PCB 敷铜厚度无关。

以上两式中的对数关系表明如果将 PCB 走线长度减半，则其电感也减半，但走线宽度要增加 10 倍才能使电感减半。也就是说，仅增加走线宽度作用不大，必须使走线尽量短。

- 过孔的电感可由下式计算

$$L = \frac{h}{5}\left(l+\ln\frac{4h}{d}\right)\text{nH}$$

式中 h 为过孔的深度，单位为 mm(等于电路板的厚度，一般为 1.4～1.6mm)；d 为过孔的直径，单位为 mm。如果某个过孔位于厚度为 1.6mm 的电路板上，且直径为 0.4mm，可算出其电感为 1.2nH。虽然不大，但已经证明它会引起开关 IC 的故障，尤其对于集成了 MOSFET 的 IC，必须使用输入去耦电容。强烈建议将去耦电容放置在 IC 引脚与电路板的连接处，另外该电容与 IC 引脚的焊点间不能有过孔。

- 增加走线的宽度会起到反作用。例如对于正极性输出的降压变换器，开关节点与二极管间的走线是“热”的 (电压是波动的)。在任何导体上施加波动的电压，无论电流如何，只要导体尺寸足够大，都将成为一个 E 型天线。因此应减少而不是增加开关节点附近走线的面积。这就是为什么*要避免滥用敷铜*的原因。唯一允许大面积敷铜的部分是地节点 (或接地层)。PCB 的其他部分，包括输入电源走线，都会由高频噪声产生严重的辐射。如果增大接地层的面积，接地层将以感性或容性耦合的方式从邻近走线和元件收集噪声。
- 在美国，所谓的 1oz 电路板敷铜厚度为 1.4mil(35μm)，2oz 板的敷铜厚度为其两倍。对于中等程度的温升 (小于 30°C) 且电流 5A 的情况下，*1oz板的最小敷铜宽度为12mil/A，2oz板至少为7mil/A*。这一经验规则仅取决于走线的直流电阻。若要减小走线的感性阻抗和交流电阻，应增加走线的宽度。
- 已知减小走线电感的最佳方法是减小走线的长度，而不是增加宽度。当宽度增加至某一值时，继续增加已无法再使电感显著减小。同样，与使用的是 1oz 板还是 2oz 板，以及走线是否被屏蔽 (给走线镀铜或焊料以增加导体有效厚度) 均关系不大。当因为某种原因，不能再减小走线的长度时，可*将前向和返回走线并行布置*以减小

电感。电感之所以存在，是因为它们存储了磁能。相反，如能将磁场消除，则电感也就消失了。将两条流过大小相同，但方向相反电流的走线并行布置，可大大削弱磁场。这两条走线应在 PCB 的同一侧紧邻着并行布置。如果采用双层板，最好将两条走线布置在电路板的两侧 (或相邻层) 的*正对的*位置。为了增强耦合以消除磁场，这些走线应宽一些。注意在接地层中的电流返回路径能自动跟随另一层中的前向电流走线，从而抵消了磁场。

- 在大功率离线式反激变换器中，二次侧的走线电感会反映在一次侧，使一次侧的等效漏感增加并降低了效率。当为了应付有效值较大的电流，从而将几个输出电容并联时，情况会更糟，因为此时不可避免地会使用较长的走线，相关内容已经在前面做了详细的讨论。
- 对于多层板，通常的做法是专门将其中一层作为接地层 (最好是正位于功率器件下面的那层)。有些人不无理由地认为接地层是解决大多数问题的灵丹妙药。正如我们所知，每个信号都有返回路径，随着谐波频率的增加，返回电流将不再流经直流电阻最小的路径 (直线)，而是正好从前向路径在接地层的投影路径返回，以减小电感，而无论前向路径是多么曲折。因此通过设置接地层，就可以使电流自动地从阻抗最小 (直流电阻最小或感性阻抗最小，取决于谐波的频率) 的路径返回。接地层还能处理一些热的问题，因为它能带走来自于其他层的热量。接地层对噪声来说是容性的，因此能吸收一部分噪声，减轻噪声和 EMI 的影响。但如果接地层设置不当就会造成辐射，比如与噪声走线存在过大的容性耦合时，就会出现这种现象。接地层并不是完美的，会受注入噪声的影响，尤其当敷铜太薄的时候。另外，如果为建立热岛或设置其他走线，接地层被分割成了奇怪的形状，那么电流流动的方式将变得不规则，返回走线也不再正好是前向路径的投影。接地层将成为一个缝隙天线，并产生 EMI。
- 应小心处理的最重要的*信号*走线是反馈走线。如果该走线收集了噪声 (容性或感性)，会导致输出电压轻微地偏移，极端情况下 (尽管很少出现)，会影响稳定性或造成器件故障。应使走线*尽可能地*短以使收集的噪声最小，并使其远离噪声源或磁场源 (开关、二极管和电感)。决不能将反馈走线置于电感、开关或二极管的*下方*(即使反馈走线在 PCB 的另一侧)。也不能使其与噪声走线 (关键走线) 过近或并行放置，最多不能超过几毫米，即使噪声或反馈走线位于相邻层。不过，如果中间有接地层的话，接地层会为两个层提供足够的屏蔽。

  有时很难保证反馈走线的长度很短，应认识到使其尽可能地短并不是第一位的要求。实际上，为了确保反馈走线远离潜在的噪声源，经常有意将其布置得长一些。也可以将其布置到接地层中没有返回电流流过的区域，被“宁静的海洋”所包围。

6.2.7 热管理问题

对于散热，并非敷铜面积越大越好，特别是当敷铜很薄的时候。使用面积超过 1in×1in 的铜时性价比已经开始下降。但使用面积大至 3in 的铜 (两侧均有) 仍对散热有改善作用，尤其对于 2oz 或更厚的电路板更是如此。面积再大时，就应该使用散热片了。功率器件外壳与周围环境热阻的经验值为 30°C/W，意味着 IC 内每消耗 1W，IC 外壳温度会上升 30°C。

为了计算所需的敷铜面积，可使用下面的经验公式：

$$A = 985 \times R_{\mathrm{TH}}^{-1.43} \times P^{-0.28}\mathrm{in}^2$$

其中 P 的单位为 W，R_{TH} 为热阻，单位是 °C/W。

例如，假设功耗的估计值为 1.5W。要保证在最恶劣环境温度 55°C 情况下，IC 的外壳温度不超过 100°C(此温度为 PCB 材料的安全温度)。则热阻为

$$R_{\mathrm{TH}} = \frac{\Delta T}{P} = \frac{100 - 55}{1.5} = 30°\mathrm{C/W}$$

因此，所需的敷铜面积为

$$A = 985 \times 30^{-1.43} \times 1.5^{-0.28}\mathrm{in}^2$$
$$A = 6.79\mathrm{sq\ in}^2$$

如果敷铜是正方形的，则边长为 $6.79^{0.5} = 2.6\mathrm{in}$。只要能保证该面积，也可采用矩形或其他形状。如果所需的敷铜面积超过 $1\mathrm{in}^2$，则需使用 2oz 板 (本例就是如此)。2oz 板可以降低功率器件周围的热收缩，并允许更大的敷铜面积从而更有利于自然对流。

不应认为热只能从敷铜区散发出去。常用于 SMT(表面贴装技术) 的层压板环氧玻璃钢 FR4 就是一种良好的导热材料。因此来自于器件侧的热会传递至电路板的另一侧，该表面接触空气并有助于减小热阻。仅将另一侧设置为敷铜层也有一定效果，但只能使热阻减小 10%~20%。注意反面的敷铜层并不一定与器件电位相同，它可以是普通的接地层。若采用一排小过孔 (热孔) 将热从元件侧传递至 PCB 的另一侧，会大幅度减小热阻 (约 50%~70%)。

若使用热孔，应使其直径很小 (0.3~0.33mm)，这样在镀铜过程中才会被填满。若热孔太大，在回流焊时会造成焊料爬越 (solder wicking)，导致大量焊料堵在热孔，使邻近的元件出现坏的焊点。热孔的间距 (圆心间的距离) 通常为 1~1.2mm。热孔可布置在功率器件的紧邻处或附近，甚至布置在其 tab 下 (如果有的话)。

6.2.8　制作便于故障诊断的电路板

我们应该制作评估板还是演示板呢？我仍然不知道答案！但我可以告诉你一些使电路板易于诊断故障的方法。其中有些并不是显而易见的，客户绝对不会看出我制作的电路板有什么样的区别。

我做的第一件事是在输入和输出之间设置一个接地区，形状非常像字母 U(如图 6-6 所示)。我不喜欢线性地布局，其他一些我偏好的布局方法均示于图 6-6 中。在随后的多幅图中，会将此 PCB 的每一部分放大，并给出相关的布局建议。

建议 1(图 6-7)　在输入/输出的接地区放置几个端子。如果电路板的各处都有接地端子，会形成一个接地环路，如图 6-8 所示。当然可以以接地层上的任一点作为示波器探头的参考点，但必须保证所有探头的接地夹子在任何时候都接至同一点。我通常在接地区的某一位置焊上一条 1in 的吸锡线 (通常接在输出侧的开关 IC 接地引脚)，可将全部示波器探头夹子夹在上面，这并不是什么高科技，但确实使调试和诊断变得很方便。

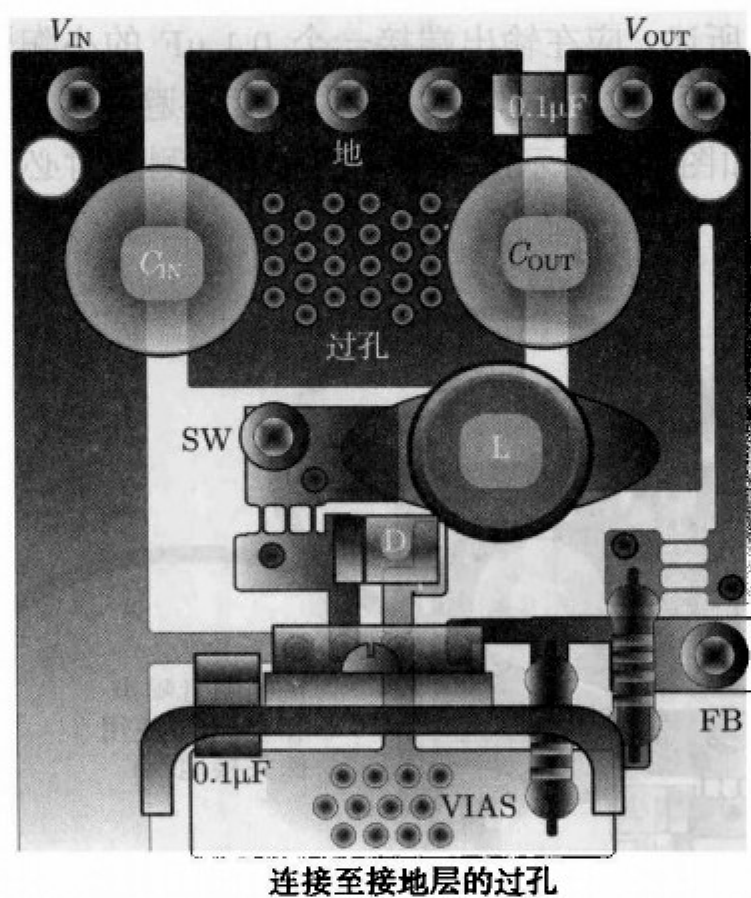


图 6-6 降压开关 IC 的双层板推荐布局

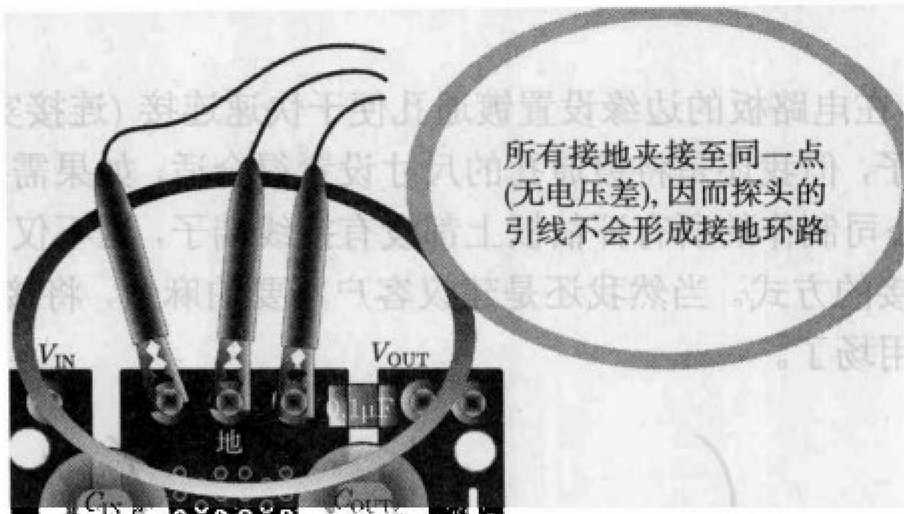


图 6-7 避免在电路板的不同位置连接探头接地夹

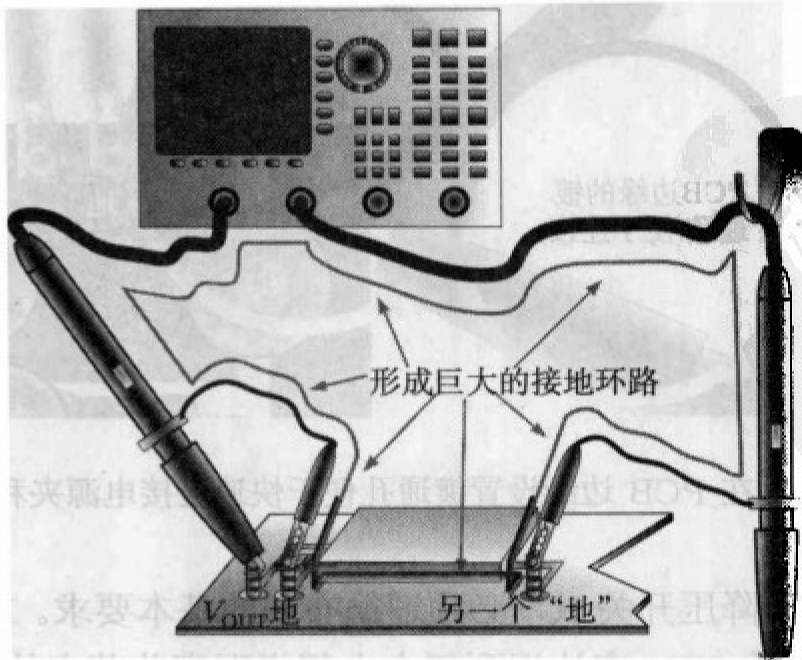


图 6-8 在 PCB 的不同点连接探头接地夹会形成接地环路

建议 2(图 6-9)　如前所述，应在输出端接一个 0.1 μF 的小陶瓷电容，便于进行重要的噪声和纹波测量。测量时需要耐心和技巧，为最大限度地避免引入噪声，不能使用探头的接地端。示波器探头必须按如图 6-9 所示的方法正确使用。测量时必须将其他全部探头与电路板断开。

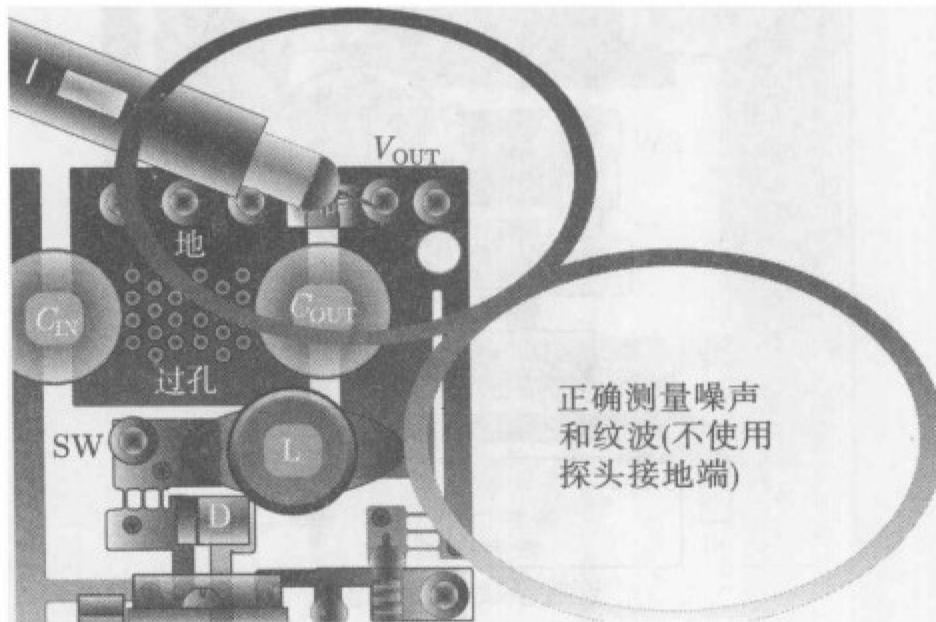


图 6-9　紧邻输出端子放置一个小陶瓷电容以正确测量噪声和纹波

建议 3(图 6-10)　在电路板的边缘设置镀通孔便于快速连接 (连接实验电源或负载)。我不太喜欢使用接线端子，但我还是将镀通孔的尺寸设置得合适，如果需要接线端子，镀通孔刚好可以容纳。我为公司制作的所有评估板上都没有接线端子，这不仅可以节省成本，还使客户可以灵活选择连接的方式。当然我还是建议客户不要怕麻烦，将接线端子焊在板子上，此时镀通孔就派得上用场了。

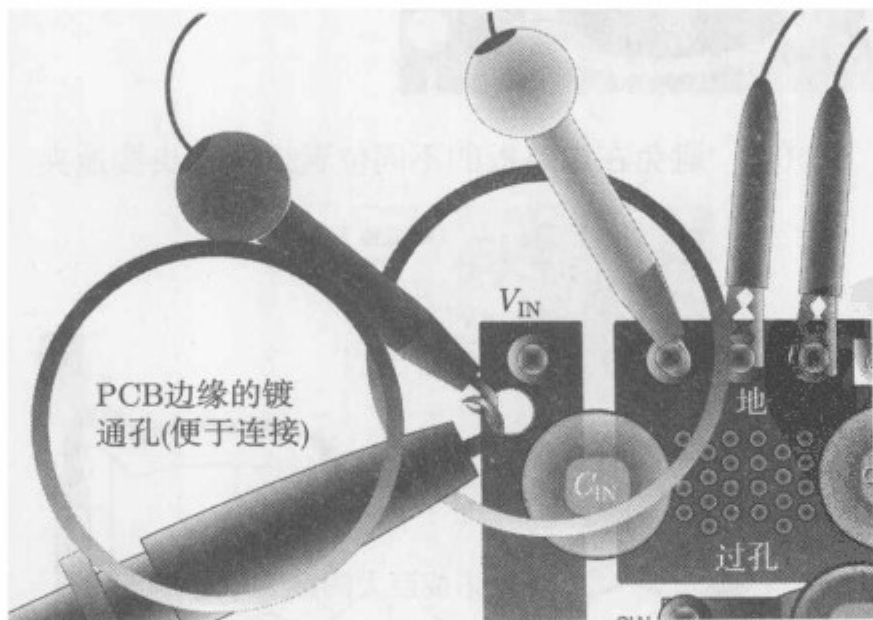


图 6-10　在 PCB 边缘设置镀通孔便于快速连接电源夹和探头

建议 4(图 6-11)　对于降压开关 IC，必须遵循布局的基本要求。二极管必须紧邻开关 IC 放置，其阴极接至测试端子 SW。应认识到每个人都想观察此节点的波形，所以必须使其便于测量。

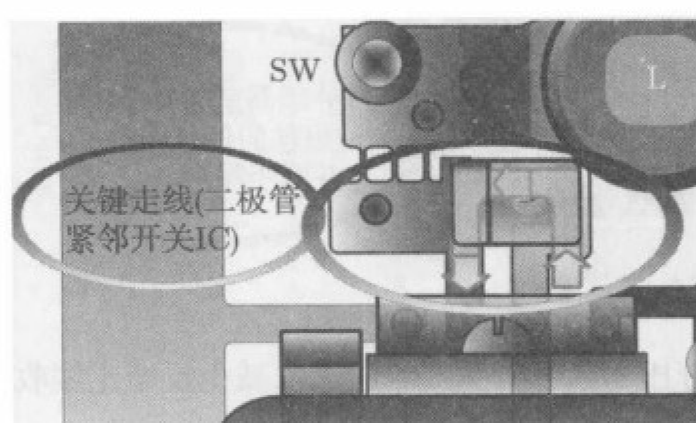


图 6-11 钳位二极管紧邻开关 IC 放置在 SW 引脚和地引脚之间

建议 5(图 6-12) 在输入电源引线进入电路板的位置必须放置一个大容量电容，但陶瓷去耦电容必须紧邻开关 IC 放置，如图所示。

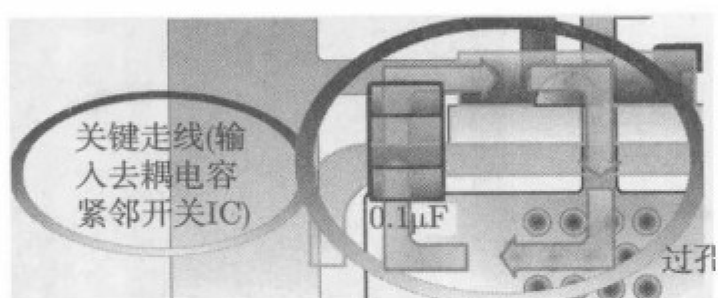


图 6-12 输入去耦电容紧邻开关 IC 放置在 V_{IN} 引脚与地引脚之间

建议 6(图 6-13) 正如第 2 章的讨论，为了获得最佳调整率，应远程检测输出。



图 6-13 输出信号的远程测量以获得更佳的调整率

建议 7(图 6-14) 分压器应紧邻开关 IC 布置，以减少反馈走线收集的噪声。要特别注意的是，反馈走线不能由电感或二极管的下面经过，应距离二极管几个毫米以上。另外该节点也需要设置一个测试节点。



图 6-14 分压器紧邻开关 IC 放置以减少反馈走线收集的噪声

建议 8(图 6-15) 如图所示，所有的地应在不同的点连在一起，但不应在元件侧使用走线连接各个地 (可以通过接地层连接)，以避免产生*接地环路*。

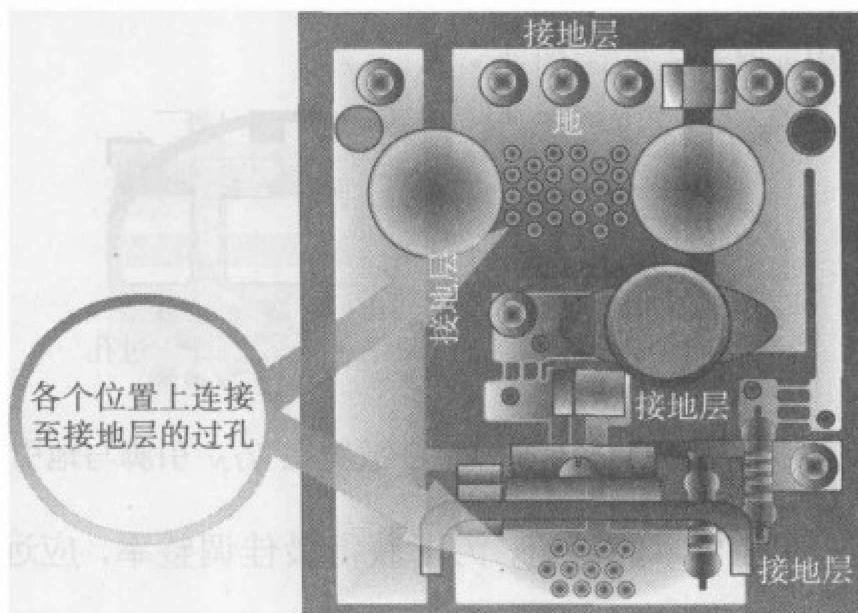


图 6-15 用一排排的过孔连接各个地

建议 9(图 6-16) 电路板既要满足应用工程师需要，也要满足喜欢研究的客户的要求。这似乎有些偏离主题。许多工程师希望电路板能方便地接入电流回路并画出波特图，但这样的要求会使评估板不那么美观，因而不适合交给客户。我个人的做法是用 3~4 根走线将两部分网布 (mesh) 连起来，并在两侧设置镀通孔。测试的时候，我可以用 X-acto 刀片方便地切断这几根走线，并用镀通孔将导线接入，如图所示。可以使用无源探头注入信号以测得波特图，不需要变压器或检测电阻。只需保证探头是*无源的*(直接连至示波器的交流探头，不能使用电流探头放大器)。



图 6-16 为便于连接回路分析仪做事先准备

建议 10(图 6-17) 与建议 9 类似，应预先采取措施以便接入电流探头测量电感电流。

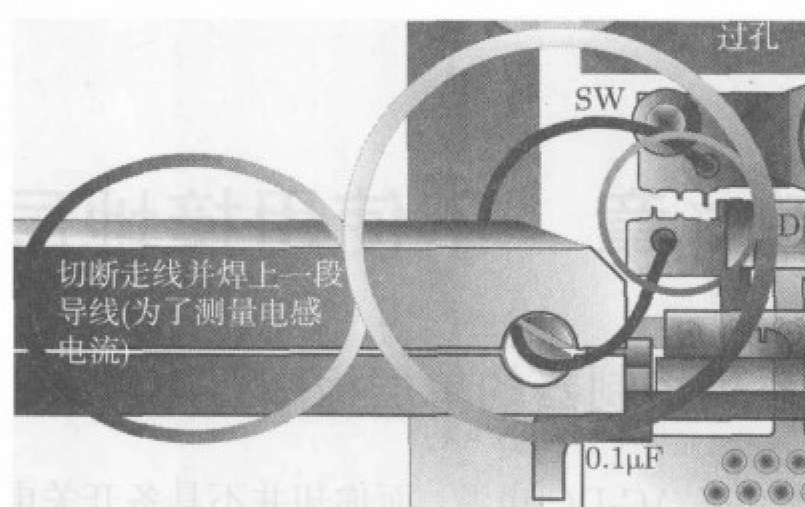


图 6-17 为方便地连接电流探头测量电感电流做事先准备

正因为以上几点，我设计的电路板才能直接交给客户，也完全满足应用服务部评估的需要。实际上也回避了这个经常被问起的问题:“这是评估板还是演示板?”。

还有一条与四层板有关的建议。我常用的方法是将所有元件置于顶层，下面紧接着是接地层。对于其余两层，内层用来布线和一般连接，最外面一层为第二个接地层。这样做使得板子的屏蔽良好，在客户的系统内表现得十分“老实”。当然，两个接地层应用多个点连在一起。然而，通常我会定制两种电路板。一种像刚才所述的那样布置，称为客户友好型 (或 EMI 友好型)；而另一种板子的两个接地层均为内层。这样做的原因是，如果在评估时需要切断某些走线或做某些实验时，显然将布线层设置为外层更为方便。如果布线层为内层，在故障诊断时，将无法对电路板做任何改动。

第7章　不使用接地层

7.1　基于 384x 系列控制器的单层板

假如让你制作一台大功率 AC-DC 电源，而你却并不具备开关电源领域的最高天赋，你是否觉得有挑战性呢？如果你觉得有，这是很正常的。许多 AC-DC 商用电源仍然使用的是廉价的单层 CEM1 或 CEM3 PCB 板，因而无法提供有*魔力的接地层*。由于缺少接地层，布局需要特殊的技巧，这些技巧需要多年的经验才能掌握。与使用多层板的区别是，所有和接地层相关的技术此时都不能再使用了。

下面以常用的 384x 系列为例来介绍 AC-DC 电源布局时应遵循的几条原则。

布局时首先应注意的是，这种 IC 通常要求 MOSFET 的源极接上电流检测电阻，因而无法使源极与 MOSFET 地之间的物理距离最小。当然可以采取无电感检测电阻等措施，但无法完全消除接地反弹。为了使情况不进一步恶化，至少应使 IC 地和 MOSFET 地间的反弹最小。还应注意的是，MOSFET 应适当远离 IC 放置在散热片上，但仍需使栅极驱动走线的阻抗尽可能地小。

因此如图 7-1 所示，首先应在 IC 附近设置一小面积的 (局部) 接地区，控制器周边电路均以其为参考地。例如，定时电容、IC 输入电源引脚电容、采样电流 (I_{SENSE}) 滤波电容等都接至接地区。

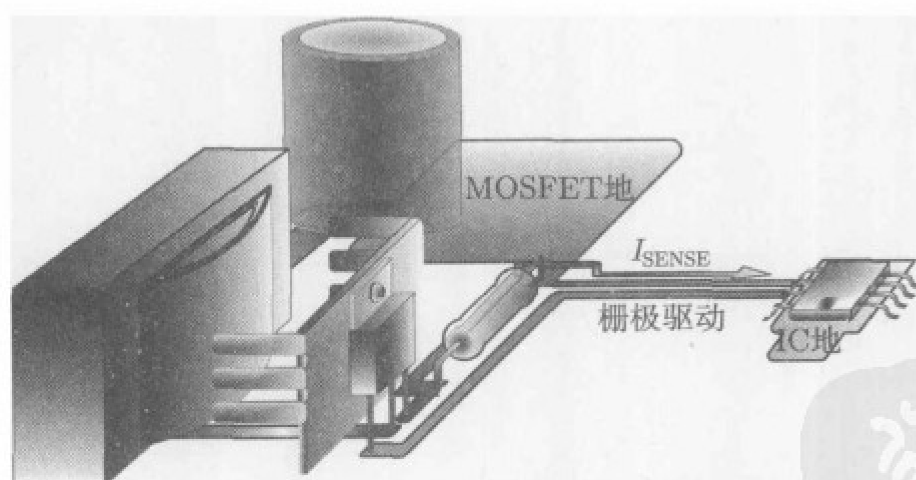


图 7-1　常用的 384x 系列 IC 推荐布局

还应在 MOSFET 附近布置一片更大的 (电源) 接地区。输入大容量电容的负端也应接于此，而正端接到变压器一次侧绕组，绕组的另外一端与 MOSFET 的漏极相连。必须使一次侧电流回路的面积最小，否则该回路会产生严重的辐射。相关内容将在下一节详细讨论。

IC 地与 MOSFET 地通过很长的走线连接，如图所示 (当然应使该走线尽可能地短，但有时确实做不到)。*必须确保两个接地区之间没有其他连接，否则会形成接地环路*(因流过环流而产生辐射)。

为了避免栅极信号出现错误，应将栅极驱动走线紧邻接地走线并行布置，实际上是为前向和返回走线提供了互耦合，从而减小了栅极驱动走线的电感。同时，由于 IC 的栅极驱动信号是引起接地走线出现尖峰电流的主要原因，这样布置也减小了两个接地区之间的接地反弹。IC 还有几个与外部连接的信号，即以下两个。

1. I_{SENSE} 信号来自于检测电阻。这是一条敏感走线，会拾取噪声并造成惊人的信号抖动，因此不能布置在栅极驱动走线附近。在图 7-1 中，该走线为跨接线并与噪声更低的接地走线并行布置。
2. 反馈信号。通常来自于光耦。应使其远离噪声走线和元件，但实际上它拾取噪声的能力并不像很多人凭直觉认为的那样高。

通常，将低噪声走线与高噪声走线垂直放置是一个不错的方法。而将它们相距 1in 左右并行放置会造成相互影响和噪声耦合。敏感走线不能从噪声或辐射器件的下方经过，宁愿使走线长一些绕过这类器件。通常，应使敏感走线远离磁性元件、续流二极管和开关。

7.2 一次侧电流回路

多年前在新加坡，我们正为一家大型计算机制造商设计一款新型的反激电源。电源的金属外壳是预先设计好的，包含了全部安装位置、通风孔、洞等。在布局时，我们必须设法适应它。

我们面临的第一个问题是，一次侧有一个安装隔离柱 (standoff)，绕开它没有太好的办法。电路板剩余的空间被 EMI 滤波器和其他一些元件占据。唯一的办法是将大容量电容和开关布置在隔离柱的两侧，如图 7-2 所示。很不幸，边沿很陡的一次侧开关电流会流过这些长走线，使功率级的输入去耦变差。还需注意如图 7-2 的上图所示的相当大的电流环路，它是一个性能良好的天线！使电源符合 EMI 和纹波标准是我们当时面临的最大挑战。这一问题困扰着我们，几乎使我们窒息。如今，当我回首往事，我不知道为什么我们没有紧邻开关放置一个陶瓷去耦电容，如图 7-2 的下图所示。大容量电容提供电流的低频分量，而高频电容可减少电流高频分量的等效环路面积。

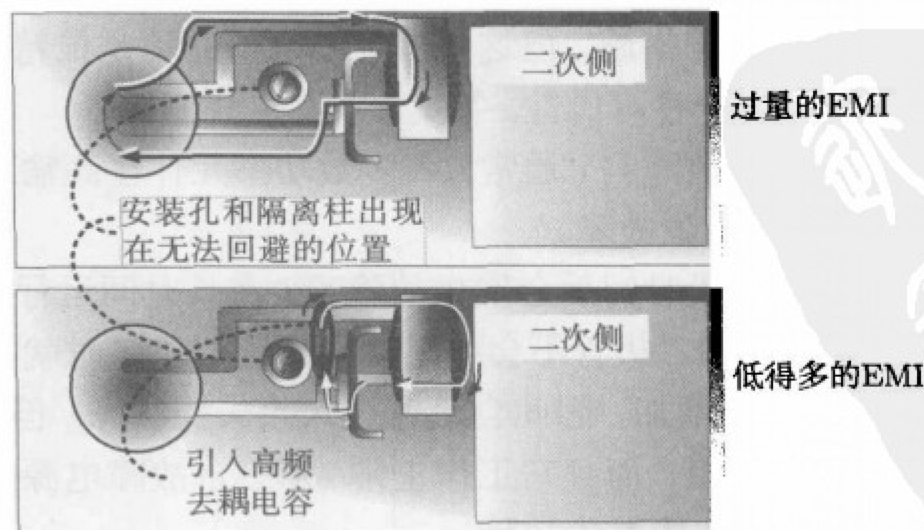


图 7-2 电源外壳的安装限制造成非最优的一次侧布局并引起过量 EMI——可能的解决方案是紧邻 MOSFET 接一个去耦电容

7.3　二次侧电流回路

反激变换器的高频电流回路包括变压器的二次侧绕组、输出二极管与输出电容。应尽可能地使该回路最小。

正激变换器的高频电流回路包括变压器、输出二极管与续流二极管。同样，也应使该回路最小。注意输出扼流圈和输出电容的电流相对平滑 (低频)，因此它们的位置不是特别关键。

肖特基二极管损坏——用磁珠排除了故障

在新加坡的公司，70W 反激电源中的 5V 输出肖特基二极管会莫名其妙地损坏。电源刚进入试生产阶段，公司的所有权人兼 CEO 兼高级设计师在他“垂直一体化”(vertically integrated) 的孟买工厂中制作了几千台电源，以应付各种寿命试验、老化测试等。这时我们接到电话，声称有两三个电源莫名其妙地损坏了，其中当然包括 MOSFET(故障时总是损坏)，但令人惊奇的是，肖特基二极管也损坏了。这家公司的优点是，他们认识到几千件商品中即使有一件损坏也会导致令人不安的次品率，他们无法对此视而不见并进行大规模生产。当然如果他们知道问题的原因并最终声明为非责任性故障，那么这类故障将不包括在内。但那时，在遥远的新加坡，我们将要在许多不眠之夜，去诊断并排除这一新的故障。

需要强调的是，这家公司从来不会对此类故障视而不见，不会怪罪工作过度而报酬过低的生产人员，不会归因于潮湿、元件的随机损坏，甚至是上帝。所有故障元件一律送回各自的供货商，并要求供货商立刻给出故障分析报告。你可以叫他们偏执狂，但这样做确实使他们获得了巨大的收益。

到目前为止，电源只坏了三个 (在孟买)，而在新加坡，我们手上的那台电源显然没有坏 (所以我们可以研究它)。使故障在这台电源上重现，并在导致故障的几微秒内找出足够的线索几乎是不可能的。

因此我们首先不得不找出某些相关性。下面详细列出了我们提出的问题、论据和答案。

a) 电源在启动或关闭时会发生故障吗？对反激变换器来说，这是最容易发生故障的时刻，因为升降压拓扑在最低输入电压时峰值电流最大。因此在输入从零增至较高的稳态值或关机过程中，应力过大的元件非常容易损坏。通常采取逐周期限流、限制占空比或欠压保护等保护措施。但这些保护的阈值并不是很精确，而且会随着时间发生漂移。因此这只是一种可能性。答案：未发生故障。

b) 在高输入电压时会发生故障吗？通常，大多数功率元件在高输入电压时会承受很高的电压应力。答案：未发生故障。

c) 在温度过高时或运行一段时间后会发生故障吗？在长时间运行中，高温会增加故障发生的机会。但晶体管和二极管不会在温度一超过 150°C 时就损坏。由于 MOSFET 的 R_{ds} 随温度升高急剧增加，因此会迅速进入热失控状态。但是 MOSFET 上粘贴了一个过温保护热敏电阻，而且它工作正常 (那三台故障电源的过温保护热敏电阻似乎也完好无损)。答案：未发生故障。

d) 在异常状态下会损坏吗？突加的负载电流通常会超过最大额定电流 (注意输出短路是最良性的过载情况——最恶劣的情况是负载电流在输出电压下降前超过最大额定

电流)。答案：对于本例不是这种情况。

最终，似乎找不出电源的故障模式。因此，为了排除电流和电压应力过大的可能性，必须用示波器和电流探头观测 5V 二极管的波形。需要注意，续流二极管总是先于 MOSFET 损坏，反过来的可能性则十分小。也就是说，如果二极管损坏，MOSFET 也会很快损坏，如果 MOSFET 始终完好，二极管通常也不会损坏。因此，至少我们有理由相信着眼于二极管，而不是 MOSFET 的思路是正确的。我们观察了二极管的全部波形，并确定仍有足够的降额余地。到目前为止，器件的运行值都未达到额定值。因此我们提出了另一个问题。

e) 我们有两家经核准的二极管供货商。是否其中一家的二极管会损坏而另外一家的不会呢？答案：是的，便宜的二极管会损坏。啊哈！

因此我们开始仔细检查两种二极管的数据手册，寻找两者的不同，后来发现了可能的原因。我们突然认识到对于肖特基二极管，除了反向电压和正向电流的定额之外，还有 dV/dt 定额。便宜的二极管公布的 dV/dt 定额约为 2000V/μs，而高质量 (昂贵的) 二极管定额为 10 000V/μs，差别相当大。因此你会问——这是否说明我们就应盲目地多花 30 美分或更多去使用高质量的二极管呢？不可能！这回钱是从我们的口袋中掏出去的。考虑到电源整机的售价约为 15~20 美元 (我记得不太准确)，30 美分已经很可观了。因此我们必须找到使用现有的二极管使改动最小的方法 (使客户已经预先认定的设计或者原料成本 (BOM cost) 变动最小)。真是一道难题。

我们再次仔细地观察了二极管的电压波形，以确定是否超过 dV/dt 的限值。乍一看，似乎没有超过额定值。在更仔细地检查后，我注意到波形中存在微小的扭动 (如图 7-3 所示)。如果画出渐近线，会发现在这一小扭动区中瞬时 dV/dt 为额定值的两倍。这是由“难免糟糕的”二次侧布线造成的。由于散热原因，这些二极管带有底盘，需使用更长的走线。由此

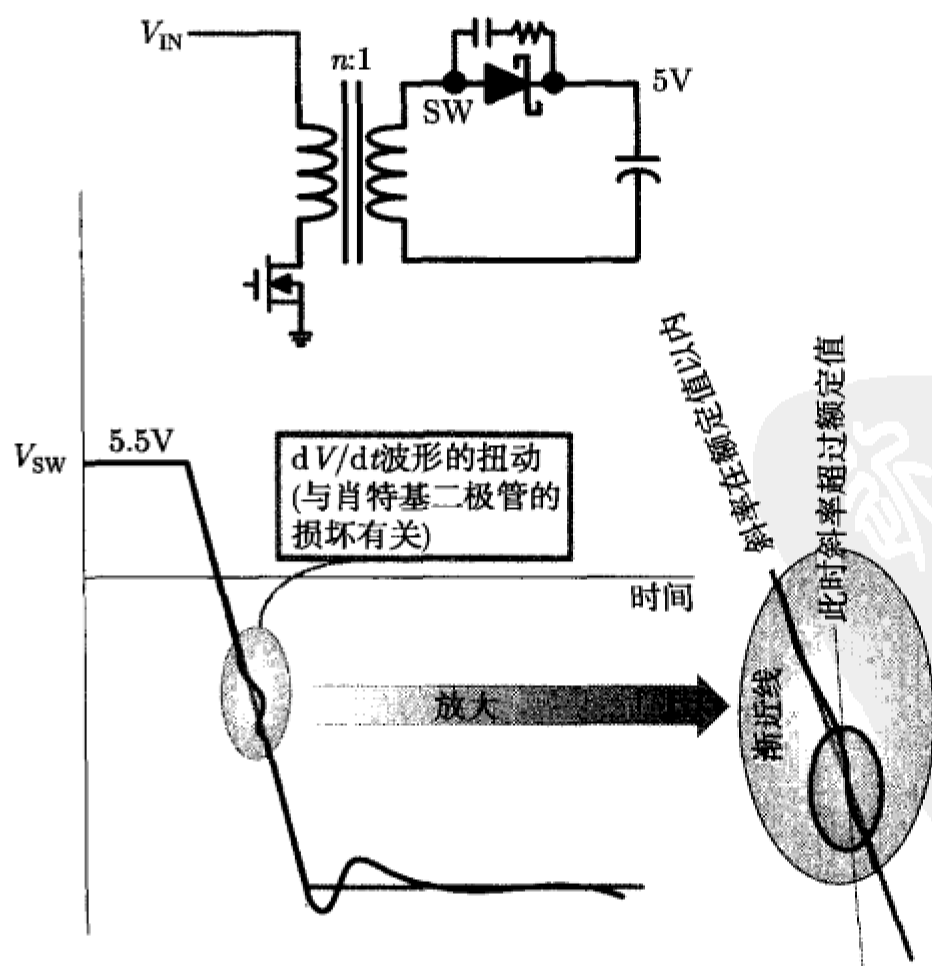


图 7-3 由难免糟糕的二次侧布局造成的反激变换器肖特基二极管 dV/dt 损坏

增加的走线阻抗以及元件的各种寄生参数造成了波形的扭动。但我们不应急于识别出这些寄生参数并在 IEEE 上发表有关的文章。我们仅需要做的是排除故障，越快越好。

有趣的是，在我们研究二极管波形的同时，公司委派的质量工程师也在客户那里做着同样的事情。在具备大规模生产能力的新加坡公司内部，他拥有一个现代化的实验室。因此我们整天都与他保持电话联系，交流各自的研究结果与疑问。问题是他完全没发现波形的扭动，他用了几乎两天时间，而且叫他的同事帮忙，但仍然没有观察到扭动。

这时我们意识到我们使用的仪器和他的不同。因为我们使用的是模拟示波器，即著名的 TEK 2400 系列示波器。我记得只有为某些索然无味的客户报告记录波形时才会使用 TDS420 示波器 (仍然是我喜欢的数字示波器，虽然过时了)。模拟示波器不会说谎。因此我们每次都能清楚地观察到波形的扭动。但客户使用的是非常先进的 Tektronix 数字存储式示波器，这就是问题所在。连续几天，他拨弄示波器的旋钮和菜单，终于观察到了扭动。那时，新加坡的天已破晓了 (我们确实就是这样夜以继日地工作)。

故障是如何排除的呢？最终，通过在二次侧高频电流回路中接入了一个非常小的有损铁氧体磁珠解决了问题，如图 7-4 所示。鸣震 (由某些无法识别的寄生元件引起的) 虽然无法消除，但可使其减弱。注意，这种小磁珠通常是由损耗性 (镍–锌) 材料制成的，由其等效电气模型可见，它们不含电感，仅含有超高频时阻值达到最大的交流电阻。磁珠应接在电流的主续流回路中。如果使磁化电流的前沿变差，则会造成十分严重的问题 (提示：决不能阻碍电感的储能)。磁珠的全部任务就是减弱波形的扭动并轻微地降低开关转换速度。结果是，效率降低约 1.5%，大部分是由 MOSFET 额外的交越损耗造成的。但经我们检查，所有的温度都在设定的降额范围以内，因此我们可以继续。磁珠肯定要花费不到一美分，但在排除了这一小故障后，产品中肖特基二极管损坏的现象完全消失了。

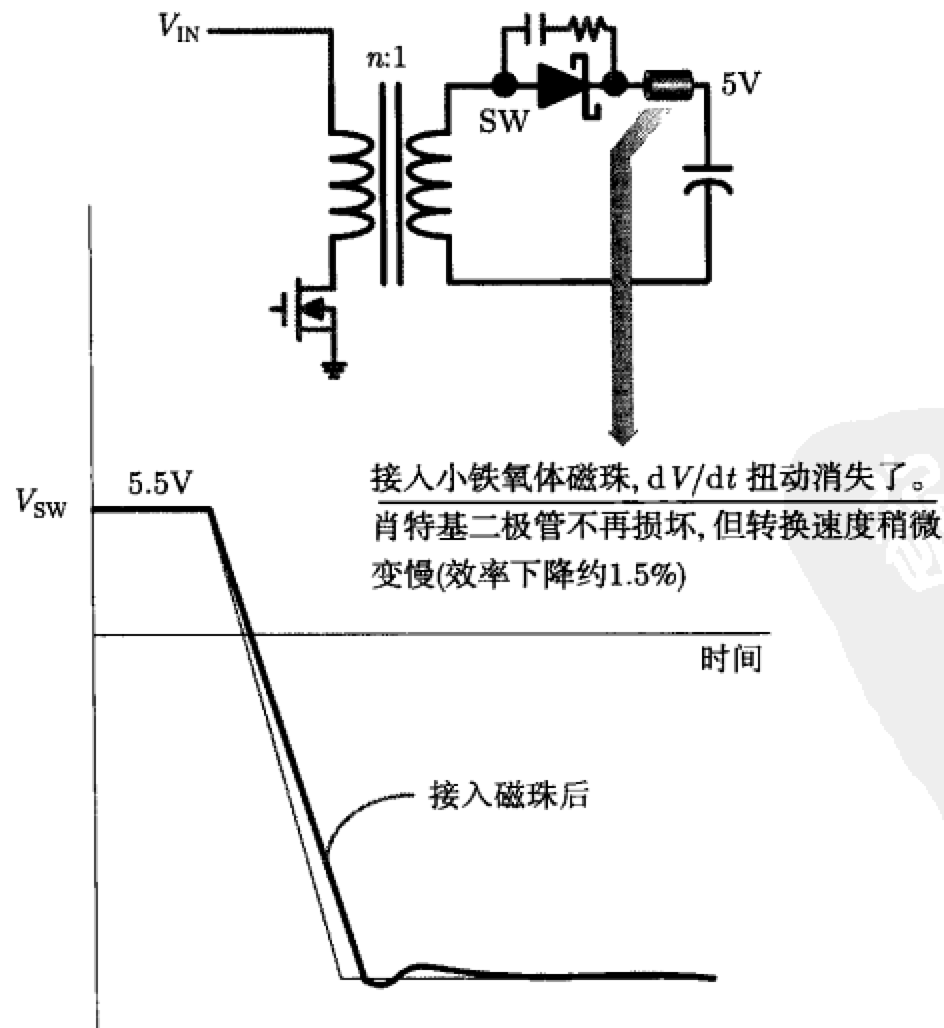


图 7-4 利用一个小的有损镍–锌铁氧体磁珠消除高 dV/dt 扭动

究竟是什么引起波形的扭动呢？最有可能的原因是非最优的二次侧布局。反激变换器的布局比正激变换器棘手。但如图 7-5 所示，非最优的布局此时可能是无法避免的。电源的输出为 5V/20A，因此高输入电压时，二极管的损耗会达到几瓦。让我们算一下，输入为 270VAC 时，整流后的直流为 $270\times\sqrt{2}$V，约为 400V，典型的匝数比为 20:1，可得输入至等效二次侧升降压级的电压为 20V(解释见我的*Switching Power Supply Design & Optimization*那本书)。据此，实际的变换是 20V 变为 5V，占空比为 $V_O/(V_{IN}+V_O)=5/25=0.2$。所以二极管一个周期 80%的时间是导电的 (注意假设变换器工作在连续导电模式，实际情况可能并非如此)。假设二极管的正向压降为 0.5V，则其导通损耗为 $0.5\times20\times0.8=8$W。鉴于电源内部空气几乎不流动，为了二极管的散热，唯一的方法是将 TO-220(或 DO-220) 封装的二极管贴在铝散热盘上，并将散热片用螺丝固定在机壳上。为了保证良好的热接触，必须在 TO-220 器件的两端均使用螺丝固定，如图 7-5 所示。所有的必要措施将二极管推离变压器，边沿很陡的二次侧电流必须从很长的走线中流过。显然，这种特殊的布局是引起扭动的主要原因，因为在这之前、之后、甚至更换了另一布局良好的电源中的元件时，扭动均没有出现，只有在这一特殊结构的电源中，才会出现这种问题。问题确实是由特殊的布局引起的，而且布局是无法改变的。

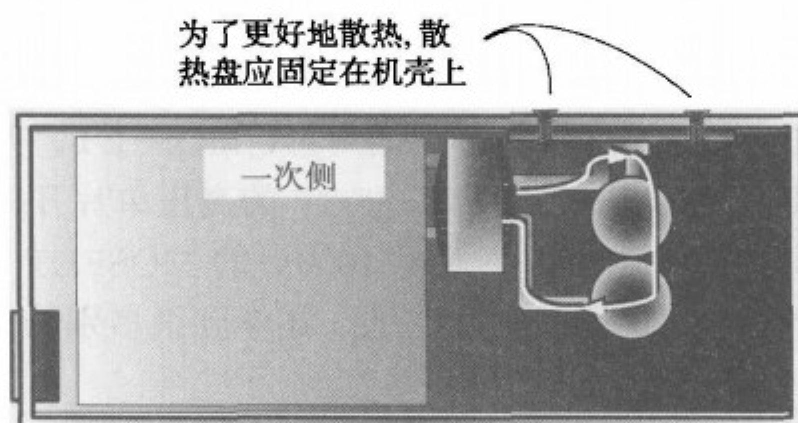


图 7-5 热管理的限制会造成非最优的二次侧布线，并引起严重的鸣震，甚至损坏二极管——可能的解决方案是将一个小磁珠与二极管串联以消除鸣震

7.4 真正的“调换”(switch)

当然，如图 7-5 所示的明智的布线以及热管理方案均不涉及版权或专利问题，至少现在不会。请试着理解，十几年前，这一方案是多么地精巧。我所在的新加坡公司、以及另一家年利润达 5 亿美元的电源公司，是我们主要 OEM 客户挑选的仅有的两家公司。因此两家公司的竞争十分激烈。OEM 事先规定好了外壳的设计、安装孔的位置等，区别只能在电源内部。公司只能在电源内部做文章以获取利润，从长远来看，进一步降低售价可占领更大的市场。

在电源开发阶段，我们必须多次去 OEM 的精密认证实验室进行测试，在那里，我们见识到了惊人的生产能力，并见识到了真正的“调换”(switch)。请接着往下读。

一天，我的老板和我带着两台电源走进了 OEM 的安全测试处，对电源进行测试。我们登记后进入实验室。有人告诉我 OEM 指派的认证和确保电源符合规格的工程师是一位与我们关系密切的“朋友”(他已经数次被我们公司的“我从不许别人说个‘不’字”的拥有人“打

动”)。没错，他在工作中是十分挑剔的，但对接下来发生的事还是表现得很友善的。那天，他在适当的时候离开了实验室。就在这时，我的老板向我眨眼示意并将我们的电源与我们竞争对手放在架子上的电源调换 (switch)(使我大吃一惊)。只通过外观是无法看出两者区别的，因此当我们离开时在安检处没有遇到什么麻烦。直到值班的马来西亚保安检查过我们后，我们手上仍有两台电源。他只是对我们说现在有很多来自电源公司的印度人进出他们公司，然后就微笑着向我们挥手告别了。我们回到实验室后，拆开了竞争对手的电源，想看看他们在开发过程中和我们有什么不同。显然，我老板许多年来一直进行这种“调换”(switch)，他说道:“我同意他们的正激变换器做得很棒，相比之下，反激变换器就逊色一些。他们以前的设计简直太糟糕了，但经过几次修改后，他们也知道将肖特基二极管安装在机壳上了，正如我们几个月前那样。现在他们的设计看上去和我们非常相似。”具有讽刺意味的是，这说明我们的竞争对手也在密切监视着我们的动向。也许，仅仅是也许，那位友善的测试工程师对整个世界都是“友善”的，而我们永远不会知道真相。不久之后，他就被辞退了，最后一次听说他时，他正在阳光明媚的新加坡，用数目可观的解雇遣散费报名上高尔夫课。

我不记得波形扭动的故障是否曾发生在竞争对手的电源中。也许没有，因为我们的电源确实很便宜 (也很明智)——我们使用了低 dV/dt 定额的肖特基二极管 (尽管还有磁珠)，同样我们只使用 600V 的 MOSFET(变压器的设计与输入前馈要谨慎设计)，但却保证了高可靠性和高质量 (OEM 在几个文档中也称赞了这一点)。我确信我们的竞争对手在反激变换的设计中绝不会这么明智，比方说，不会换掉昂贵的 800V MOSFET。实际上，即使是现今各个电源公司也不生产电压低于 700V 的基于 MOSFET 的高压单片开关 IC。我的老板也说过，大多数日本电源公司在通用输入电源中仍使用 1000V 的 MOSFET(在当时)! 我想我在新加坡学到了很多开关电源的知识 (在测试实验室里)，还学到很多别的东西!



第 8 章 故障诊断策略的一家之言

8.1 剥洋葱

你想象得到，我无法列出所有可能出现的问题，而且我也没有遇到过全部问题，这就是电源这么有趣的原因所在。但我或许可以与你分享几条经验。虽然我们每天都学有所得，但最终学到的只有一点点，只是冰山一角。还好，我们可以用学到的知识更容易地解决下一个问题，这就是本章将要介绍的内容。

对我来说，故障诊断很像剥洋葱。随后的过程更像剥洋葱的逆过程，即将电源重新组装起来，就像反向播放一部电影。对于像 DC-DC 变换器这样的简单系统，在剥洋葱的过程中寻找线索是切实可行的，但对于 AC-DC 电源这样更复杂的系统，我更喜欢在剥洋葱的逆过程中发现问题。首先，我小心去除多余的部分，最终到达电路的核心，即变换器的开关系统，首先应保证这一部分是没问题的。可能还需要进一步剥开开关系统，比方说断开二次侧的输出。然后，我有条不紊地把元件逐个装回去，直到问题再次出现。但是请注意，在这一过程中，切断某些走线时要深思熟虑，有时还会鲁莽地谩骂。还要注意的是要保证电路的基本功能。例如，如果你移除了连接至 12V 输出的二极管，则需要一台实验电源由外部提供输出电压，为 5V 调节光耦提供正常工作所需的电流。请牢记：不能使用一次侧电路为光耦提供电流，否则会导致奇怪的环路响应。应该为光耦提供独立的调节线路。

去除电源多余的部分是什么意思呢？多余的部分指的是未直接连至核心功能区的外部电路 (如限流电路、过压保护电路、短路器、过温保护电路等)。其含义不仅限于此。例如，几天前我走进实验室，与一位年轻的同事讨论一个问题。他无意中发现了一台 DC-DC 电源的小问题，那台电源就摆在他面前，其输入为一个锂离子电池，输出电压为 1V。突然间，他看上去很困惑。“为什么空载时输入电流为 2mA 呢？应该只有几微安才对，元件会突然漏电吗？”我断开连接电子负载的导线，以进一步确定电子负载是否出现故障，即在电流设为 0A 时是否也存在几毫安的电流。但输入电源的读数仍牢牢固定在 2mA。显然，电子负载是正常的，而我们更加困惑了。根据我的经验，此时我们应停下来思考，而不是急于求成。我们需要采取一些基本的方法，比如提问。第一个问题应该是：我究竟应该怎样做才有助于问题的解决呢？通常，像下面这样做能为问题的起因找到一丝线索。例如，可以问：如果改变输入电压会出现什么情况呢？换一台实验电源如何？故障与温度有关吗？(对于温度，使用热气喷枪或吹风机，以及四氟乙烷 (氟利昂) 罐都十分方便，但需要提前警告你：这可能会掩盖迄今为止你未发现的另一个问题！) 如果更换二极管会怎么样？问题会消失吗？等等。我们需要做相当全面的考虑，然而也未必尽然。上例中我们获得的线索是：当改变输入时，2mA 的读数始终不变。如果仅仅是由于 V_{IN} 引脚与地之间的某种泄漏而产生的静态电流，那么随着实验电源输出的增加，电流读数也应增加，但是，电流并未增加。更让我觉得蹊跷的是，电流读数几乎正好为 2.00mA，它是怎么来的呢？突然，我灵光一闪，意识到在输入电压增加时，变

换器中有一点是固定不变的。你猜是什么？是输出。那么是否电流是由输出电压或输出走线以某种神秘的方式造成的呢？但是输出已经被我们断开了。我又检查了一遍，未发现任何异常。只有几个看上去不会造成影响的示波器探头接在电路板上，仅此而已。是探头的原因吗？这时我开始剥洋葱了。我不假思索地将所有不相关的东西移除，将示波器探头一个一个地取下。当我将接至输出端的最后一个探头摘下来时，问题突然消失了！实际上原因非常简单，示波器通道输入阻抗设为 50Ω，而且信号与通道是直流耦合的，因此电流为 1V/50=2mA。整个故障诊断和排除只花了一两分钟的时间。你也许会问，为什么这位工程师将输入阻抗设为 50Ω 呢？因为他想测量输出的噪声特性，而 50Ω(交流耦合模式) 实际上是推荐的设置，这是为了避免噪声在示波器电缆中发生反射，使观测的信号发生畸变。

8.1.1 提出正确的问题

在故障诊断的每个阶段，我们必须学会提出大量的问题。因为如果我们不知道这些问题的答案，或者怕麻烦不愿意去问，那么我们如何知道哪些问题是正确的呢？下面是可能问题的列表 (如图 8-1 所示)。

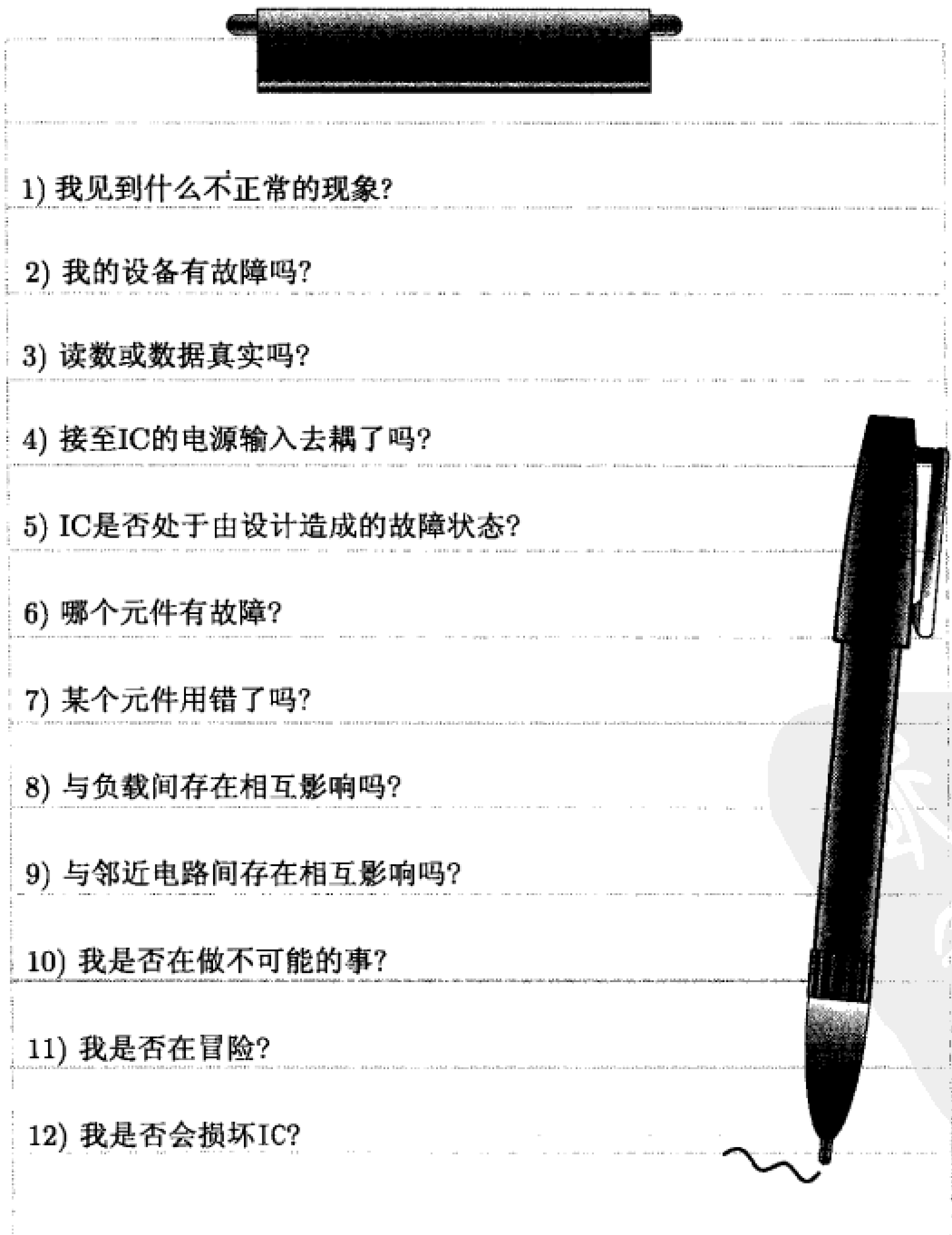


图 8-1 你必须要问的 12 个问题

问题 1 *我见到什么不正常的现象？*这真的算是一个问题吗？例如，如果在启动时观测到 50mV 的过冲，那么通常无需为此担心，因为这么大的过冲是十分正常的。当输出为 12V 时，50mV 的过冲就显得很大了，以百分比来看，50mV 除以 12V，过冲为 0.4%。如果输出为 1.8V，过冲约为 3%，或许在某些应用中，会让你感到不安了。同样，对于输出的直流调节能力也存在类似的问题。如果与变换器输出连接的系统板发生故障，可以确定变换器出现了输出过电压，而无论过电压是否是暂时性的。这种情况下，问题要比你想象得还要严重。在你找出问题的原因前，必须想办法捕捉故障瞬间，看看到底发生了什么。

有时你会发现客户的期望像是一种“稀有矿石”——我的同事曾这样形容，他们仅在产品说明书上画上几笔，而没有完全明白它意味着什么，或者它的价钱是多少。如果你怀疑说明书的有效性，那我建议你与客户谈判时要有礼貌 (当然除非客户“不愿意在愚蠢的问题上浪费时间”，而且他们提出的所有问题确实是愚蠢的)。因此如果客户期望输出端的铝电解电容在环境温度为 45°C 时的预期寿命为 20 年，告诉他他将为此付出代价。一个性能良好的电容，寿命大约为 2 000h(一天运行 24h 的话，就是 83 天)，该寿命是环境温度为 105°C 时，流过额定纹波电流条件下的值。根据温度下降的每 10°C 加倍原则，电容寿命最大可达 $2\ 000\times2^6$h，即 128 000h。5 年大约为 44 000h，因此即使电容没有电流，环境温度也没那么高，也无法获得 20 年的寿命。可行的做法是寻找“5000h 的电容”，并且对纹波电流进行足够的降额 (将多个电容并联)。但问题是，这样做真的有必要吗？

多年前，当我们为一家著名电脑公司设计 AC-DC 反激式电源的时候，我们高兴且惊讶地发现，规格书上要求输出铝电解电容的预期寿命为 15 000h，而其他客户的要求基本为 5 年。但他们的工程师做出了十分简洁的解释：“为什么我们不要求电容寿命为 5 年呢？用户每天使用计算机一般不超过 8h，因此我们的 ‘2 年’ 相当于 6 个日历年。我们还考虑到用户通常会每几年更换一次电脑。”

但是你会发现客户走了另一个极端。这时你应坦诚地告诉他，他需要对你指出的问题多加注意，而且可能要付出更多才能解决问题。你也可以去找别的供货商，而面对客户的时候，故意把问题轻描淡写。换句话说，无论你站在哪一边，你都要多加小心。

一次，当我在高压反激式单片开关 IC 制造公司担任应用工程师时，对公司评估板输入大容量电容的选取表示了关注。依我看来，至今他们还借助于评估板为客户提供误导性的和错误的建议。

a) 他们建议的输入电容选取标准为奇怪的 3 μF/W。从原理上讲，这样做的话，变换器的保持时间需为 20ms。必须要明确的是，应该是输入功率每增加 1W，输入电容增加 3μF，而输入电容与输出功率无关。变换器的前端 (输入电容) 只关心施加于其上的功率，即输入功率。将输入功率与输出功率联系起来的是效率。因此你不应为 60W 的通用输入反激电源选择 180 μF 的电容，若效率为 70%，输入功率约为 85W，应选择 255 μF 的电容。

b) 依我之见，第二个错误是认为典型的电解电容初始的公差为 ±20%，且寿命结束时容值会下降 20%。假设仍然希望变换器的保持时间为 20ms(以及足够长的寿命)，则应选择比用 3 μF/W 规则计算得到的容值大约 40%的电容。例如，对于 60W 的反激变换器，应选取额定容值为 255×1.4=357 μF 的电容。所以，最终选择 330 μF 的标

准电容，而不是 180 μF! 我不认为电容是过设计的，这是一个不错的工程方法。实际上，当我在新加坡工作的时候，一家大客户明确要求我们以这种方式选取电容，他们是著名的计算机制造商，总部设在美国加利福尼亚州的 Cupertino。

c) 这家高压开关 IC 公司完全不做任何计算来确保流过电容的纹波电流在额定值以内。例如，Chemicon 公司提醒用户通常的寿命预测公式仅在纹波电流小于额定值时才能使用。

d) 另外，他们迫不及待地将制作美观的评估板介绍给顾客 (为了推销他们生产的开关 IC)，与此同时，公司还指示计算机辅助设计人员将元件布置得尽可能地接近，并且为他们颁发小额奖金。但是我清楚地记得，在新加坡，当我查看由国际领先企业“Delta”生产的高性能商用电源时，首先引起我们注意的是他们非常谨慎地使散热片和发热元件远离大容量电解电容 (以避免严重降低其寿命)。他们做得十分正确，使我们获益匪浅。所以我向设计部的副总裁 (现在是 CEO) 表达了对电容布局的一些建议。他仅仅答道:“电容损坏的话，他们就把电源扔了，谁在意呢?”应尽早避免将来可能付出的高昂代价吗? 看来我有点落伍了。

问题 2　*我的设备有故障吗?* 很不幸，情况往往如此。例如，动态时某些电子负载会出现奇怪的故障负载特性。如果要进行负载突变测试，比如负载电流从 10mA 阶跃至 200mA 时，一切正常。但若从 0mA 阶跃至 200mA，将会出现输出的过冲或下冲，这就是由电子负载造成的。这时，必须用另外一台电子负载或者电阻负载 (实际的电阻) 进行测试。必须在电子负载的输入端接入电流探头，以确保负载的设定值突变时，电流变化平缓。决不能想当然。

一次，当我们为小型 DC-DC 电路板做输出重复短路测试时，可以肯定开关 IC 会损坏。但开关 IC 具有非常好的限流功能 (在前面已经对此进行了确认)。事实证明，短路变换器的输出会使直流供电电源的输出失控，进而造成开关 IC 损坏。当以一定速度重复短路时，情况会变得更糟。这使我们认识到即使是实验电源也存在内部反馈环路，并引起振荡。而我们原来一直认为只有开关 IC 才存在此问题。当短路变换器的输出时，变换器的输入电压也被拉低 (实验电源的输出)，因此实验电源反应剧烈，试图恢复正常。最终造成反复的过冲和下冲，使电压超过开关 IC 的额定值。到目前为止，导致问题的原因仍是未知的，但我们的所作所为带来了一丝线索。首先，如果降低输入电压，开关 IC 损坏的可能性降低了。因此，似乎不是电流应力过大，而是电压应力过大。其次，我们注意到输入端的电压抖动，并设法将此信息更好地反馈至实验电源，希望电源能矫正这种抖动。因此我们将实验电源的远程测量引线连接至变换器的输入端。但情况变得更糟，实验电源输出端的抖动更严重、更剧烈了。显然，电源的环路设计得很差 (我们不会生产这么糟糕的开关 IC)。这时我们认识到对于实验电源来说，这样的表现是不正常的；在这之前，我们还认为是我们以某种方式造成了电源的异常。我们立即更换了一台惠普/安捷伦实验电源，这回一切都正常了。

顺便提一句，当你着手排除故障而情况却变得更糟时，离你找出故障的原因也不远了。另外，我们还应牢记，某些问题与定时有关。因此在上例中，负载暂态的切换速率十分关键。

下面来看另一个与定时有关的例子。我的同事坐在那里，来回切换接至最新款高压开关 IC 使能引脚的信号，发现了这样一个现象：如果禁止指令在 100ns 的开关周期内到来，不仅

开关 IC 将完全忽略指令，而且在几个周期内，开关 IC 会丧失调节功能。因此，输出不时地出现过冲。捕捉故障波形的唯一方法是：将示波器设置为输出电压上升沿触发，触发电平比电压的稳态值高 10%~25%(考虑到噪声和纹波)，还要设置成单次触发模式。然后尽一切可能使示波器触发。

同样，如果以一定的速率切换大多数开关 IC 使能引脚的信号，电流也会出现过冲。原因是允许输入电容放电至低电平锁定 (UVLO) 阈值以下，但不允许放电至内部加电复位 (POR) 阈值。因为此时突然使能开关 IC 的话，开关 IC 无法软启动，占空比也将超过最大允许值；如果限流电路设计得不好，电流将为阶梯波。

问题 3 *读数真实吗？*测量经常受到人为因素的影响。我的同事有时会问我关于输出高频噪声尖峰的问题，他们非常关注电源的输出。我唯一能做的是将探头正极从输出端取下，然后接至探头地所在的位置。如果他们认为会看到一条 0V 的理想直线，那就错了。尖峰仍出现在示波器屏幕上，这说明尖峰仅仅是探头拾取的噪声，而不是电源产生的。因此，应采取正确的噪声测量方法，或者在头脑中从屏幕上显示的波形中去除拾取的噪声。而传导发射测试与此不同，首先应在未上电时观察一下变换器的波形，以确定哪种尖峰确实是由电源产生的，哪种是受附近的调频电台影响而产生的。

下面来看另一个故事。我的同事发现，如果电路板上接有几个探头，应想尽办法将所有探头的接地夹子夹在 PCB 的同一接地端子上。否则，PCB 的地阻抗会形成在探头接地端之间流动的较大环流 (接地环路)，导致惊人的人为输出噪声和纹波，有时甚至会造成控制器功能异常。

这些事例激发了一位年长的同事，他为公司的现场应用工程师举办一个研讨会，名称暂定为“确定你所见为真”。必须认识到，当用测量仪器获取数据时，它已经成为大型系统的一部分。因此，不仅应对仪器本身的质量质疑，还要考虑测试时仪器与系统间固有的相互影响。例如，几皮法的探头电容可能就足以抑制振荡或激发出新的振荡，尤其当探头接触高频反馈引脚的时候 (不是固定电压的开关 IC 反馈引脚)。事实上我也从不将探头长时间触及此类节点，如果这样做的话，异常就很有可能出现。尽管用数字万用表测量会好得多，但只能测出引脚的直流电压。顺便说一下，使用便携式仪器有时会更好一些，因为它们不与建筑物的地线相连接 (被测系统的地会通过地线与示波器或万用表的地连在一起)。

问题 4 *接至 IC 的电源去耦了吗？*此问题专门用了一章 (第 2 章) 去探讨，必须仔细阅读。简而言之，在确信发生故障前，必须始终确保电源走线的噪声足够低。

问题 5 *开关 IC 或控制 IC 是否处于由设计造成的故障状态？*这是经常出现的问题。任何半导体产品都存在一定的缺陷。公司发布产品时，他们知道缺陷的存在，会从中吸取教训，并在下一个版本或下一代产品中进行改进。有道理！但有几种不同的情况，这是当你为棘手的问题寻求答案时应该知晓的。这三种情况是：公司知道问题的存在，公司知道问题的存在但拒绝承认，公司不知道问题的存在。

a) 公司知道问题的存在。

1. 公司知道问题的存在并在数据手册中的电气特性表中进行了说明 (记住典型值是不受保证的，只有最小值和最大值受保证)。专家的观点是只有电气特性表才是与客户间真正的合同，而其余部分被认为仅仅是一般性的指导 (尤其数据手册的首

页使用了夸张的描述)。这类公司似乎是非常坦诚的，并且愿意为你提供任何指导。

2. 公司知道问题的存在并在数据手册的前几页进行了说明。这说明公司对待问题的态度也比较直率，但对问题的严重程度和影响不是很明确，从而未将问题写在电气特性表中 (或无法测试)。这很合理。如果你怀疑问题不是出在 IC 上，那么你可以使用它。

3. 公司知道问题的存在并在数据手册中不起眼的地方做出说明。你应知道目前每个公司都强烈意识到大多数客户只会读数据手册的前几页 (在公司内部会议中始终会提到这一点)。你应怀疑公司在制造某种开脱责任的托辞，仅此而已。你不会从公司得到关于问题的任何详细的信息，因为数据手册的这一部分从一开始就不是写给你看的 (是给法官看的)。在这个时候，你应考虑是否应下定决心使用别的公司的 IC。要学会辨认不同类型的数据手册。

b) 公司知道问题的存在但拒绝承认。

他们为什么要这么做呢？例如，不能保证器件在开关时没有过量的抖动。这只是你在采购 IC 时隐含的期望。然而，“过量”到底指的是什么呢？每个开关 IC 都存在一定的抖动！

还有另一些隐含的期望，比如你希望将输出短路并解除后，元件不会损坏。检查数据手册中是否提及短路保护，如果没有，那么可能是一种暗示，但公司并未给予保证。事实上，我最近听说一家大型半导体公司固定为一家备受尊敬的日本新型数码相机制造商提供大型 PMIC(单片高集成度电源管理 IC)，但集成 DC-DC 变换器的输出完全没有设置有源限流电路！他们说此类用户 IC 的负载是众所周知的，并不需要短路保护。显然，他们是依靠可能存在的寄生参数和占空比共同解决问题的。但如何处理正常的启动应力、元件损坏等类似问题呢？更让人恼怒的是，这家半导体公司仅将元件重新命名，并且将其作为标准产品出售，从而肆无忌惮地获取高额利润。数据手册没有进行特别的修改，也丝毫未提及该 PMIC 没有限流功能。对你而言，对未声明的事进行猜测是有风险的。

与此类似，你或许认为开关 IC 在启动期间不该有任何的小故障或过冲。但在某种程度上，每个开关 IC 都会有。因此，你认为无法接受的对公司而言却恰恰相反，但现在公司也意识到他们可能面临将几百万片开关 IC 召回的风险。

多年前，我所在的公司让我排除一大堆 3844 IC 的故障，它们是从指定供货商那里购买的，现在工作不正常。但另外一家供货商的“相同的”IC 却毫无瑕疵。如果你有兴趣的话，可以阅读《精通开关电源设计》的附录，在那里我介绍了事件的整个过程。我从中得到了几条教训。第一，似乎不同供货商的相同型号元件差异很大。主要原因是不同公司的设计专业水平也有所不同，制造工艺也不一样。每个制造过程中都会出现小毛病、奇怪的行为、细微的差别、泄漏、噪声拾取和噪声敏感性、馈穿和串扰，等等。因此，虽然 IC 的型号都是 3844，但它们可能是完全不同的 IC。第二，我终于明白了什么是隐含的期望。最终的结果是 3844 存在过量的抖动，使输出电压纹波增加至无法接受的程度。但他

们却在数据手册中承诺："抖动 <10%。" 这是推测出的期望，但仅仅是我们的推测。显然公司在面临问题时是不会承认的。第三，通过创造新的试验或设计技巧，可以使性能糟糕的元件 (价格便宜) 得到合理的使用。我经常想方设法这样做以节约资金，前提是器件在其他方面表现良好，而且供货商并不总是不诚实。

c) 公司不知道问题的存在。

1. 可能这是一种新发布的元件。此时，供货商和客户显然被紧密联系在了一起，他们要共同攀登一条陡峭的学习曲线。众所周知，走回头路可能最终会使公司在纳斯达克高涨的股票暴跌。希望你此时没有持有他们的股票。尤其当公司告诉你这是一种新工艺时，你会被惊呆。因为他们所有以往的经验、器件模型等都是基于原来的工艺。这时会有意想不到的事发生。你可能会发现静电释放 (ESD) 结构莫名其妙地发生故障，在接连几个月的运行后，输出突然失控 (例如，稳压二极管漂移或不匹配问题会影响第三代降压变换开关 IC 267x 系列的早期产品) 等现象。我个人倾向于采用成熟的元件，即使它的性能不是最好的。如果你愿意的话，可以认为我对所有的市场宣传都持一定的怀疑态度。但是我了解到，我以前就职的模拟半导体公司生产的最新款高科技 (昂贵的) 器件被一家高端汽车制造商大量订购。他们使用该器件生产华丽且令人激动的电子和控制系统，用来吸引人们购买建议零售价为 25 万美元的新型敞篷式汽车。不久，毫不怀疑的追捧者和社会名流将驾着车离去，头发被风吹起，他们丝毫不知道他们的汽车正接近于完全故障的边缘。
2. 他们只是没有发现问题——也许因为他们的应用服务部门或验证部门太小、工资过低和工作过度。事实上，他们私底下希望客户能帮助他们克服人力资源的限制，帮助他们评估新产品。因此，如果你想为他们工作，那么至少要确保你们并不是为全部项目采购，也不是立刻要用。不要着急，不要急于购买他们的产品 (你显然不是也不愿意成为第一个吃螃蟹的人)。

问题 6 *哪个元件有故障?* 现在考虑这样一种可能性，即安装在电路板上的特定 IC 或元件由于某种原因行为反常。当然我们可以将所有 IC 或元件脱焊并将它们一齐交给供货商进行分析。但这样做太耗时了，而且答复通常是缺乏说服力的。因此在检查故障前，应对引起问题的原因更肯定一些。那么如何判断到底是哪个元件发生故障呢? 最标准的故障诊断方法是：找一块"好的板子"和一块"坏的板子"，并且细心地用好的板子上的元件逐个替换坏的板子上相应的元件，并且每一步都要测试。应多加注意不要弄断脆弱的走线，或无意中形成了锡桥，这些问题经常缠绕着我们。在每一步都应仔细检查，确保看上去没有问题，然后才能上电。坚持下去，直到坏的板子问题消失，那么刚刚更换的元件就是罪魁祸首。我们可以自行测试这个元件，或理直气壮地交给供货商做进一步分析。

你或许会问，这种交换方法总是有效吗? 也就是说，如果更换了全部元件，而原先坏的板子仍然有故障，我们该怎么办呢? 或者虽然问题消失了，但刚刚取下的元件经测试是良好的。这真让人迷惑! 这时，应把注意力转移到 PCB 或实验仪器的设置上来，与其有关的问题可能被忽视了。迟做总比不做好。但有一次，在更换元件时，我确信无意中清除了一个锡桥，问题消失了。这只能从间接证据推断出来，没有其他办法证明。

仅此而已吗? 实际上还有另一种可能性，我至少经历过两次，都与磁学有关。

首先来看第一个例子。我的德国同事发现他设计的 AC-DC 电源约有一半通过了生产前 CISPR22 的传导发射测试，而另一半因为在 EMI 频谱上出现了令人费解的尖峰而未能通过。事实上，统计数据本身就是一条重要线索，一开始被我们忽视了。还有另外几条线索——电源是同一生产批次的，自始至终使用了相同的元件。它们之间没有什么区别，也没有损坏，它们都通过了任何特殊的测试。那位工程师试着更换了某些可疑的元件和控制 IC，但问题仍顽固地出现在坏板子上。他折腾了至少两三个星期并最终发现了一个最不可能的原因，即 EMI 问题与共模 EMI 扼流圈的方向有关。也就是说，如果将 4 个脚的扼流圈以某一方向插入 PCB，则 EMI 问题出现；但如果将其旋转 180° 插入，问题就消失。大多数 EMI 扼流圈上没有丝印来标明绕组的极性，因此生产人员将其安装在 PCB 上的方向有两种可能，两者的比例为 50:50。这就是电路板一半有问题，一半没有的原因。我们不得不要求扼流圈的供货商以后在产品上标明绕组的极性。

再来看第二个例子。便携式电源组刚刚发售了一款迟滞开关 IC，即 3485。这款 IC 最终的销售量惊人 (通过早期的 iPod)。我正属于这个“邪恶帝国”，也就是他们的电源管理组 (但事物是相对的——我们认为他们才是邪恶的)。不管怎么说，我们使用同一实验室 (而且是同一家公司)，一天，他们的应用工程师把我叫过去攀谈。他十分关心为什么有些电路板工作正常，有些却出现惊人的脉动和不同的开关频率。当他使用了有魔力的词“一半”时，我立刻回想起我在德国的经历。我拿起两个烙铁，将电感取下并翻转，问题消失了。我还注意到反馈走线仅在电感旁几毫米处经过，且在电路板的同一侧。反馈走线与磁场以某种神秘的方式互相作用，使迟滞控制器陷入紊乱，但只有电感的方向“不正确”时才有这种现象。对于这种情况，我的建议是将反馈走线布置得远一些，如果可能的话，还应通过接地层将走线布置在电路板的另一侧。最终他们采取了我的建议，并获得巨大成功。反馈走线应始终被一片宁静的海洋 (即接地层) 包围。我们要做的仅是保证接地层中截去部分的位置不会影响返回电流的自然分布 (参见第 5 章)。

问题 7 *某个元件用错了吗?* 这个问题也要分成几种不同的情况。

1. 记得几年前，我在公开市场中购买了大批某种 CD40xx 系列芯片，用于我个人的*加油站*项目。尽管这些元件上面有清楚的丝印，标明了它们是一家著名日本企业生产的，但它们显然不是我想要的 D 触发器。我便宜的惠美 (Hameg) 示波器有内置的波形记录器，它确认了我购买的完全是另一种元件。我不知道这是怎么回事，你也要注意这种可能性的存在。只能设法将这些元件退给供货商。
2. 另一件事发生于第 1 章提到的镇流器项目中。我们订购了几块带有最新 2N2222-2N2907 的 npn-pnp 锁存器，但它们丝毫没起到保护的作用。是设计上的问题吗? 我们仔细检查了晶体管并确信它们是良好的。几天后我们将晶体管取下，最后怀疑它们是坏的 (也许 h_{fe} 过低)，随之我们发现不同厂家生产的 2222 晶体管有着不同的管脚分配! 尽管相同型号的芯片功能相同，但每家制造商都有自己偏好的管脚分配方式。请仔细检查这一点。
3. 随着元器件尺寸的日益减小，不借助于放大镜，人们已很难看清上面的标识了，它们小至可以让我忽略。只能想办法将它们分开存放，否则没有办法区别它们。可以用带有大小相等小方格的实验箱存放全部元器件，或者使用带垂直分区的元件架中

的小塑料架。显然，如果某个性急的电力电子工程师在抓取电阻或电容时，不小心使其中几只掉进旁边的盒子中，那么就很难将它们分开了。如果另一位工程师想找一只 10nF 的电容，却因此拿了一只 0.1μF 的，他可能会被电路板困扰几个星期 (甚至从中国台湾至新墨西哥的一路上都出现错误的波形)，直到最后怀疑某个元件出了问题。然后，工程师在累人的替换元件的过程中会逐渐发现问题的原因。如果他走运的话，正好那天实验室的 LCR 表 (电感电容电阻测定计) 没有被送去校准，那么他终将发现问题所在。原来是*从正确的盒子中拿了错误的元件*！尽管乍一看上去使用盒子会更方便，但我的做法是将所有 SMD 元件存放在它们的原包装中，而不是盒子里。

4. 电感——注意许多制造商在上面使用令人迷惑的标识，如 102 或 103。对于电容，有工业标准标识，例如 221 代表 22×10^1pF，222 代表 22×10^2pF 等，全部使用基本单位 pF。但对于电感，102 可能代表 10×10^2nH 或 10×10^2μH。这意味着标识相同的两个电感，它们的大小可能相差 1000 倍。如有必要，使用 LCR 表加以确认。
5. 至少有十几家制造商生产常见的 384x 系列控制器，它们之间均有着细微的差别。相同型号的控制器可以控制不同制造商生产的半导体器件，但要特别注意所谓的"等效"。因此，如果你公司中自作聪明的采购员仅以一半的价格购买了 1N5408 二极管 (例如从某些不知名的本国制造商手里)，那么将其替换掉以确保它不会引起问题。
6. 有一次，我记得一片标准非同步降压开关 IC 工作异常。PCB、去耦等看上去都没问题。首先，我们尝试将开关 IC 替换，但问题仍在存在。最后，在替换了肖特基钳位二极管后，我们发现这种便宜货的漏电流比质量好的二极管大 10 倍，就是它使开关 IC 进入紊乱状态。我们用高质量的二极管将其替换后，一切恢复正常。

问题 8 *与负载间存在相互影响吗*？这是一个棘手的问题，需要对预期的负载和开关 IC 均有足够的了解。不同的负载在变换器输出端表现出不同的特性，它们与变换器间的相互影响会给我们带来麻烦。负载特性基本上可以理解为负载的伏安特性曲线。例如，用一个简单的电阻作为负载，众所周知，电阻的伏安特性是一条斜率为正的直线 (比较电阻的公式 $V=IR$ 与方程 $y=mx+b$)。可以用设置成恒电阻 (CR) 模式的电子负载来模拟电阻负载。电阻的负载特性是最温顺的了，几乎没有变换器在额定电压以内会由带电阻负载引起任何问题。如果连带电阻负载都出问题，它们就不应出现在市场中！

但是，如使用 DC-DC 变换器为下一级 DC-DC 变换器供电时情况会如何呢？此时下级变换器会成为上级变换器的负载，它的伏安特性是什么样的？对于任何开关变换器，如果增加输入电压，则输入电流减小，这是因为 $V_{\mathrm{IN}}\times I_{\mathrm{IN}}\approx V_{\mathrm{O}}\times I_{\mathrm{O}}=P_{\mathrm{OUT}}$。因此 DC-DC 变换器属于恒功率负载 (输入未达到低电压锁定值时)，其伏安特性曲线为直角双曲线。换句话说，I 随着 V 的增加而减少，因此变换器的输入阻抗为负值。众所周知，这种负载特性容易激发出严重的振荡。因此，最起码应在两级 DC-DC 变换器之间接入 LC 滤波器以将两级解耦。一般来说，可将电子负载设置为恒功率 (CP) 模式以模拟 DC-DC 变换器负载。但电子负载并不能反映全部情况，因为实际的下级开关变换器会将大量的高频噪声折返回上级开关变换器，使其陷入紊乱状态。此时，两级间的 LC 滤波器有助于问题的解决。但要注意选择低寄生电容的电感，否则 LC 滤波器将失去对噪声频率信号的阻隔能力。

通常，大多数变换器均经过带恒流 (CC) 模式电子负载的测试。恒流负载的特性既不温

顺，也未达到难以驾驭的程度，但人们至少期望变换器可以工作在恒流模式。对于这种特性的负载，变换器尤其不能出现启动问题。即便如此，仍未涵盖问题的全部。某些负载会随着时间发生变化，例如，白炽灯是一种阻性负载，但低温时的电阻比高温时的电阻低得多。因此，如果仅仅将壁上开关拨至“开”的位置，会减少大多数白炽灯的寿命。另外，如果变换器为某一系统板供电，系统板要求供电电流瞬时突变，这也会引起变换器出现严重的问题。最著名的例子是计算机内的 AC-DC 电源，12V 电压为硬盘供电，硬盘在起转时要求电流突然上升至较高值，随后又突然进入低电流模式。这些会造成开关电源的暂态问题，通常，唯一的解决办法是在电源的 12V 输出接有足够的大容量电容。不过好在主反馈环路取自电压的主输出 5V 或 3.3V，对 12V 输出端的电容没有最小 ESR 的要求，可以随意将几个电解电容并联接在该端。然而，现在的主流处理器允许主调节端的负载发生突变，应为此在主输出端接上若干陶瓷电容。在这种情况下，必须改进设计以确保变换器可以带陶瓷电容负载，否则将激发振荡。

大多数开关变换器应在不存在任何类型折返的条件下进行设计，为此应仔细检查数据手册。否则，即使带的是设为恒流模式的电子负载，仍几乎必然会出现启动问题或故障恢复问题。“没有折返”的含义是：输出端的过载保护是简单的恒电流型。例如，5V/20A 的输出必须在电流为 20A 时输出 5V 的电压，而过流保护可以设为 25A(允许一定的漂移、公差、误差等)。因此只要电流达到 25A，输出电压就会下降，但变换器仍将运行在恒流模式，输出 25A 的电流，并且不会出现任何故障。如果将电流降低一些，比如说 24.5A，那么输出电压将立刻恢复为 5V。然而，变换器并不是那么精密的。所有限流电路都存在某些固有的滞后现象，但当我们将负载电流减小至 21A 时，输出恢复为 5V，变换器的输出仍在规格以内。但变换器的确出现了严重的折返问题，例如，需要将负载降至远小于额定最大值的水平。变换器很可能出现启动问题。

某些凌力尔特公司 (Linear Technology) 生产的电流模式控制 IC 可实现另一种奇怪类型的折返，其出发点是好的——在短路时提供良好而有效的限流。该 IC 的设计者认识到由于消隐时间的要求，开通脉冲宽度有最小值的限制。换句话说，如果发生输出短路，电流将达到 IC 的内部限流阈值，IC 通常的响应是降低占空比。但如果因消隐时间而存在最小开通时间 (t_{ONMIN})，控制器则无法将占空比降至最小值 ($D_{\mathrm{MIN}} = t_{\mathrm{ONMIN}}/f$) 以下。此时 IC 的限流功能失效，电流失去控制并阶跃至设定的限流阈值以上。事实上，我曾测试过该控制 IC，其额定电流为 1.5A，但电流将在瞬间增至 40A。(这种电流过冲将在第 12 章详细讨论。) 解决该问题的方法之一是使用频率折返。如在故障时降低频率，那么对于给定的最小开通时间，对应的最小占空比变得更小，从而为续流电流在开关下一次开通前降至 0 提供了更多的时间，对降低故障电流作用明显。但在凌力尔特公司的 IC 中，实现频率折返的方式是频率与反馈引脚的电压大致成正比。因此短路时，由于反馈引脚的电压开始下降，频率也随之下降。这似乎很简单也很有效，但如果启动时 IC 的负载为最大额定值，开关频率将过低以至于无法启动，这时将进入频率折返状态，所以在启动时决不能使开关 IC 带额定最大负载。在该 IC 数据手册第一页的显著位置，有这样一条警告：可以在恒电阻模式下达到满载，但在恒流模式下不能。

我的建议是：打开候选开关 IC 的 pdf 格式数据手册，用文本搜索功能 (Ctrl+F) 搜索单词“折返”(foldback)。如果找到的话，在选用该 IC 前应向供货商询问它的全部影响。一般

而言，折返是在非正常情况下保护变换器的好方法，但应谨慎地使用该功能，使其不至于影响 IC 的正常功能。例如，Simple 系列开关 IC 有隐秘的二级限流保护功能，保护起作用时开始频率折返 (或跳脉冲)。但到达断路电平的条件十分苛刻——即突发过载且电感尺寸完全不正确从而严重饱和。其他情况下不会激活二级限流保护。对于大多数新手工程师来说，应完全了解这一点。我也认为这才是正确的折返功能。

一个例外是第三代 267x 系列 IC 的占空比一旦超过 50%，IC 将开始折返。事实上，虽然这种后来才发现的"结构"有助于 IC 的彻底关断 (没错，确实有效)，但折返对 IC 的保护丝毫不起作用。请读一下他们在公开论坛中发布的澄清声明。

> 2006 年 3 月 1 日：*在故障情况下，若要避免损坏调节器和负载，折返限流阈值应设为多少呢？熟悉折返限流的人都知道，在低输出电压稳态运行模式下，总是有某些原因能迫使折返停止。一般的解决方法是减小负载直到输出电压恢复。数据手册明确建议使用者如何发现并解决由此引起的潜在问题。任何信息中蓄意隐瞒的暗示都是明显误导性的……*
>
> *美国国家半导体公司*，2006，*论坛回复*
>
> http://wwwd.national.com/national/PowerMB.nsf/

显然，数据手册的第 12 页从现在开始是"非隐瞒性"的。另外，未作解释的是为什么保护只在占空比大于 50%时才被激活？以及为什么同一公司在此之前和之后生产的开关 IC 没有这种令人烦恼的折返呢？而且该开关 IC 也具有二级折返限流功能，为什么这种特殊系列的器件需要两个折返电路？假设你在不知情中将输入为 18V 的变换器输出设为 12V，数据手册也未指明"减小负载使输出电压恢复"，而是指出电流为额定值一半时，开关 IC 将无法启动。但让人感到奇怪的是，如果将输入设为 12V，输出设为 5V，那么公司会以某种神秘的原因认为开关 IC 就不需要额外的折返了，而且启动也完全正常，真是说变就变。我无法在他们的论坛上进行反驳，因为他们取消了我的登录权限！换句话说，他们一直认为我才是问题所在，并且从今开始我该保持隐身的状态。

问题 9 *与邻近电路间存在相互影响吗？*没错，邻近电路会产生磁场，但典型的开关 IC 并不受其影响，只是因为它本身就已经产生大量的噪声和磁场。但此时来一次剥洋葱的逆过程则是个好主意。如果我发现变换器位于大型系统板上，我会立即小心地切断所有输出走线，并将输出连接至特性已知的电子负载。同样，我切断输入走线，并将输入接至实验电源。如果问题消失，即可说明问题是由相互影响造成的。

客户最容易犯的一个错误是试图将多个 DC-DC 变换器并联接至同一输入。如果他们将电路板的一层全接至电源 V_{cc}，情况会更糟。我赞成使用设计良好的接地层，但这时情况有所不同，因为会形成两个大接地岛，即两个变换器的接地层，而且客户将所有接地层接至同一点以避免相互影响。但最恶劣的情况是两个变换器共用一个接地层和一个输入电源层，此时由于两个变换器间没有走线阻抗，它们不再是相互独立的。请参见图 8-2 的上图，并告诉我为什么变换器 A 不会从变换器 B 的输入电容上获取电流。顺便提一下，原理图中两个变换器是反向布置的。你可能会认为两个变换器是独立的，但实际并非如此。它们互相影响，而且难以预计它们的性能将受到怎样的影响。我偏好的布局是用长而细的走线分别连接到

它们各自的输入端，如图 8-2 的下图所示，这会大大降低两者的相互影响，更好的方法是在每个变换器的输入端接入小型 LC 滤波器。然而，需要特别注意的是不要在任何 DC-DC 变换器的输入端连接大电感，因为电感会影响输入电源为电容充电的速度，输入引脚的抖动会大量增加并激发振荡或造成工作紊乱。同样，若在降压变换器或升降压变换器的输入端接上小磁珠都会造成感性尖峰，并最终使 IC 损坏。

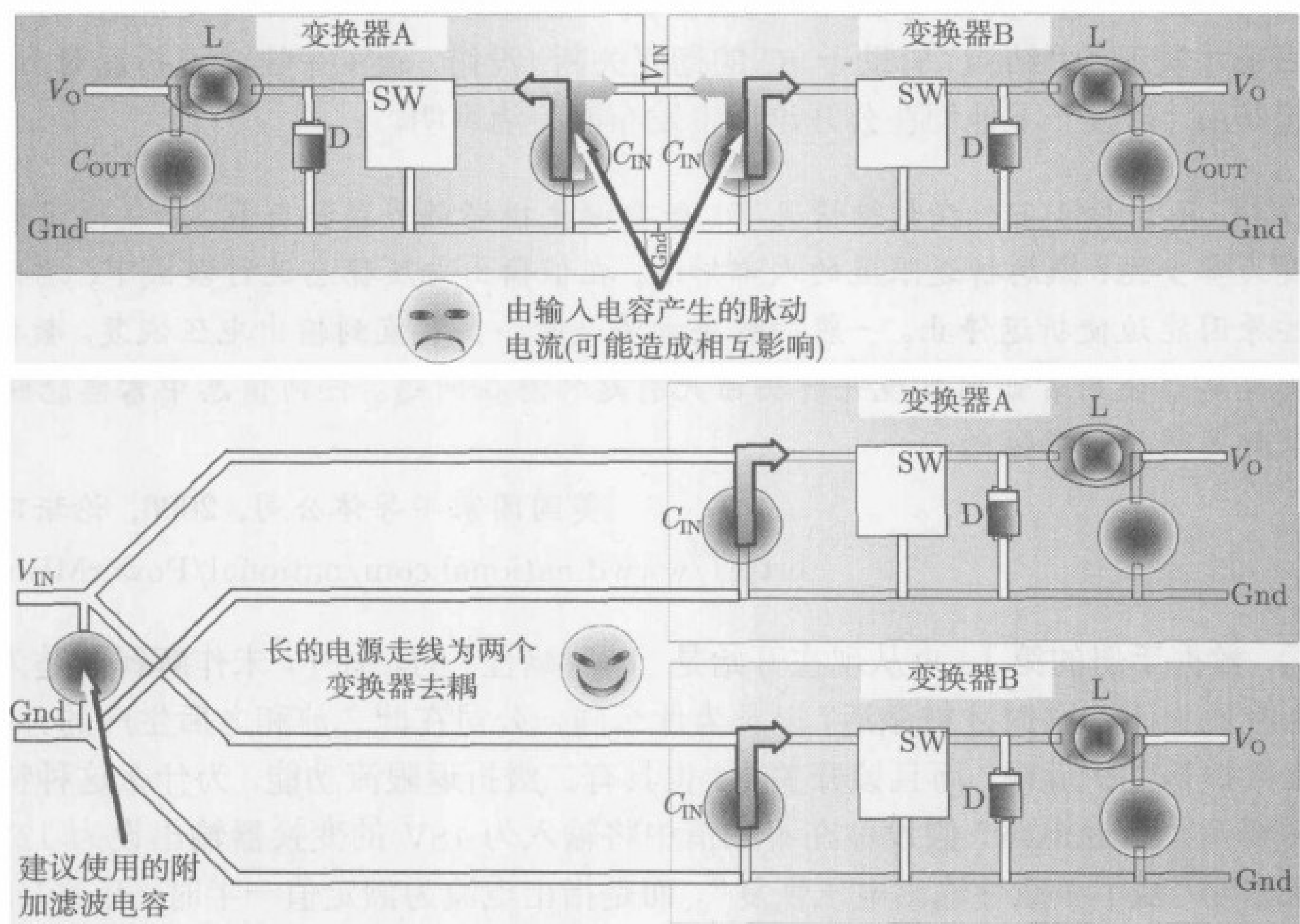
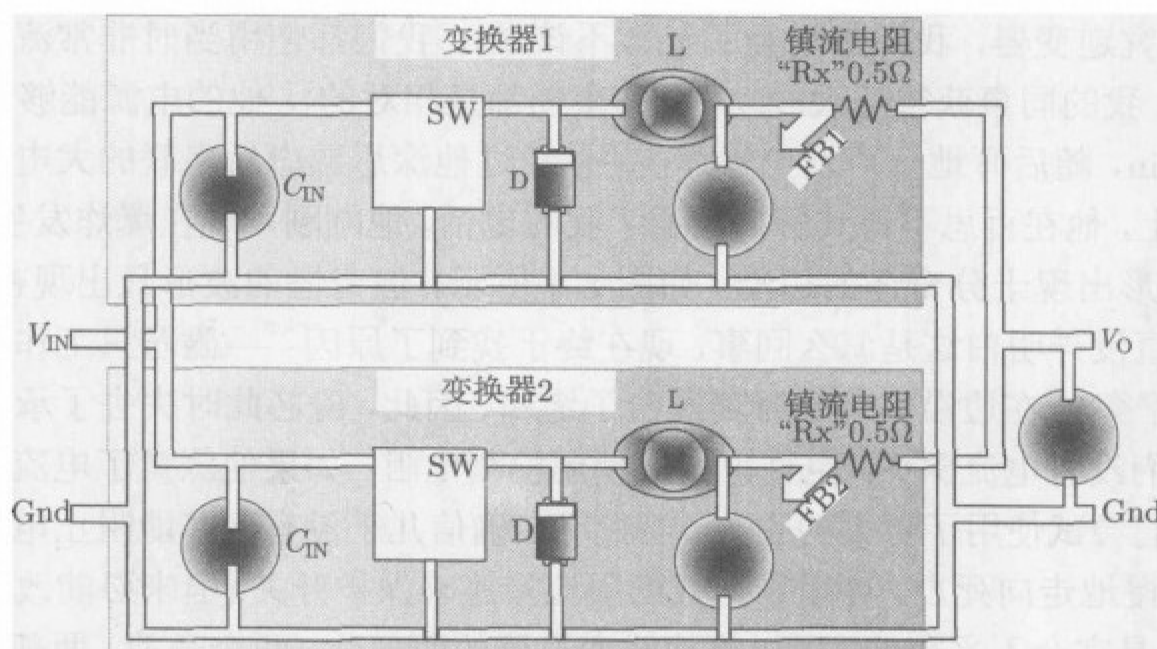


图 8-2　如何用同一电源为多个变换器供电

问题 10　*我是否在做不可能的事？* 许多年轻工程师试图将变换器并联以实现大功率变换，但都以失败告终。你不能简单地将两个开关 IC 的输出端接在一起实现大功率，因为开关 IC 有增益很高的误差放大器级，它们的参考电压不完全相等。例如，其中一个为 2.5V 而另一个为 2.51V，假设它们分压器的电阻均为理想的 10kΩ，我们估计一个变换器输出 5.00V 而另一个输出 5.02V。如果你认为两个变换器输出电压均为 5.01V，你就错了。因为如果电压相等的话，其中一个变换器反馈引脚电压将比参考电压低 5mV，而另一个却比参考电压高 5mV。从而使一个变换器的占空比几乎变为最大值，使输出电压上升，而另一个变换器占空比接近最小值，使输出电压下降。但毫无疑问，两个变换器不会协调同步地工作，而是发生冲突。如果幸运的话，变换器的输出将稳定在平均值。但如果测量两个电感的电流，会发现净负载电流远未实现均流。其中一个变换器的输出电流将激活限流功能 (并产生低频寄生振荡)，因此两个 2A 的开关 IC 不会输出 4A 的总电流。总输出电流假如为 3A，那么可能是一个输出 2A 而另一个输出 1A，而不会都输出 1.5A。经常听到有人草率地说“电流模式的开关 IC 易于并联使用”，你尝试一下就会发现即便以如此简单的方式也是不可能实现的。不要尝试做不可能的事，别相信销售商的话。若要实现均流，一个办法是在两个输出端都串联较大的镇流电阻，另一个办法是选用专门的均流 IC(来自于 Unitrode 或 TI 公司)。如

果采用如图 8-3 所示的镇流技术，应仔细计算镇流电阻的值。如果电阻太大，均流效果会更好，但显然输出电压将急剧下降。两方面需要进行折衷。



电压模式控制的变换器(使用电流模式控制时，若使用了跨导误差放大器，那么有时可忽略镇流电阻)

图 8-3 将变换器并联以实现大功率

另一个问题不太严重的例子是标准的非同步降压开关 IC。数据手册中每个“典型应用”的电路图中都表明需要一个肖特基二极管，但都未明确说明原因。这就是制造商表现出的“隐含的期望”，然而你，也就是客户，一定要知道真相。许多人认为如果用超快二极管替换肖特基二极管会更好一些。首先请仔细阅读电气特性表的绝对最大值部分。大多数制造商规定 SW 节点的电压不能比 IC 地电位低 0.4V 以上，原因是他们认为衬底电流流回 IC 将影响 IC 的性能甚至损坏 IC。因此如果你使用了超快二极管，将使 SW 节点的电压在开关关断时比地电位低约 1~1.5V(等于二极管的正向压降)。现在命运掌握在你自己手中。顺便提一下，在做与此相关的调查时，我发现 Maxim 公司规定 SW 节点电压最多比地电位低 0.3V(即使是世界上最好的肖特基二极管也难以实现)，而凌力尔特在大多数数据手册中并未规定这一绝对最大值。

有些客户会回来问：“我知道你们在绝对最大值表中规定器件电压不能超过 24V，但如果施加 28V 仅 1ms 会怎么样呢？”原则上，回答应该是：“即便在 10^{-12}s 内施加 24.01V 也不行！”但公司在官方上并不支持这种说法。没错，公司内部对 IC 测试的电压要高于公布的电压，并且规定了各种保护频带 (为了 IC 的保护和公司的声望)。但是你对此是一无所知的。另外，应牢记电压过应力会导致 IC 瞬间损坏，而额定电流与内部的发热关系更密切，因此允许电流短时超过额定值。

问题 11 *我是否在做众所周知的冒险的事？*如果你试图在输出端使用 SCR 过电压保护电路，那么你在冒险，没错。大量的经验表明应避免这样以免造成错误的触发。你应做的不是故障诊断，而是马上换掉它。也许你在几台样机上的试验令人满意，但大规模生产时问题又出现了，你的老板这回要“过电压”了，并且把你关在门外。

与此类似，如果你试图使用电流模式控制方法来控制半桥式电源，你应该知道这种控制方法非常适用于推挽式拓扑，但会引起半桥式电源的磁通阶跃或磁芯饱和。你还应知道电压模式控制无法保护推挽式电源，应使用电流模式控制。顺便说一下，如今有谁采用电压模式

来控制推挽式电源呢？试一下 5033 吧！

我记得几年前，我的同事正为他的大功率逆变器项目研制推挽式电源 (那时我们有三位工程师同时研究逆变器，我们都学会了什么不该做)。我们都使用当时非常流行的电压模式控制 IC 3524。我的同事获得巨大成功 (一切事物都是相对的)，他的电源能够以 500W 的功率运行约 10min，随后砰地一声发生爆炸，并使经过他深思熟虑后串联的大电流断路器全都断开。一天晚上，他在百思不得其解后拨通了我的电话。他刚刚发现在爆炸发生前的几分钟，推挽式电源波形出现十分奇怪的边沿，如图 8-4 所示。但奇怪的波形只出现在一只管子上！几年来，我一直没弄明白这是怎么回事，现在终于找到了原因——磁芯只工作在 BH 曲线的一侧 (磁芯不平衡)，在边沿出现的时刻发生了饱和。因此，磁芯此时失去了承受两端电压的能力。那时我们没有电流探头，也许也没有使用检测电阻。如果他测量了电流，就能找到问题的起因。我们尝试使用了更大的磁芯，但我现在确信几乎没有磁芯能阻止电压模式控制的推挽式电源慢慢地走向死亡。可以靠有效的限流措施来保护开关 (但未必能改善变换器的性能)，因为磁芯是完全不平衡的，所以推挽式变换器的两部分 (两个开关、两部分绕组、两个输出二极管，等等) 也是不平衡的。唯一合理的方法是使用峰值电流模式控制。造成灾难的原因很可能是这些早期器件不太有效的限流功能。如今，设计 IC 时普遍采用的方法是：如果电流达到限流阈值，那么在当前开关周期内使开关始终关断 (锁定)。而早期的 IC 虽然在电流达到限流阈值时关断开关，但一旦电流降至限流阈值以下，开关将再次开通。因此开关将运行于限流区以外，引起足以使开关损坏的噪声。我相信他们随后解决了这一问题。而且经我核实，到目前为止德州仪器仍在销售 3524(数据手册是 1977 年的，最后一次修订于 2003 年)，数据手册中仍然有它在推挽式变换器中应用的典型原理图。想一想吧——Unitrode 公司 (现在被 TI 合并) 是电流模式控制的鼻祖，并早已对基于 3524 或 TL494(电压模式控制) 的推挽式变换器的上述缺点做了广泛的宣传。

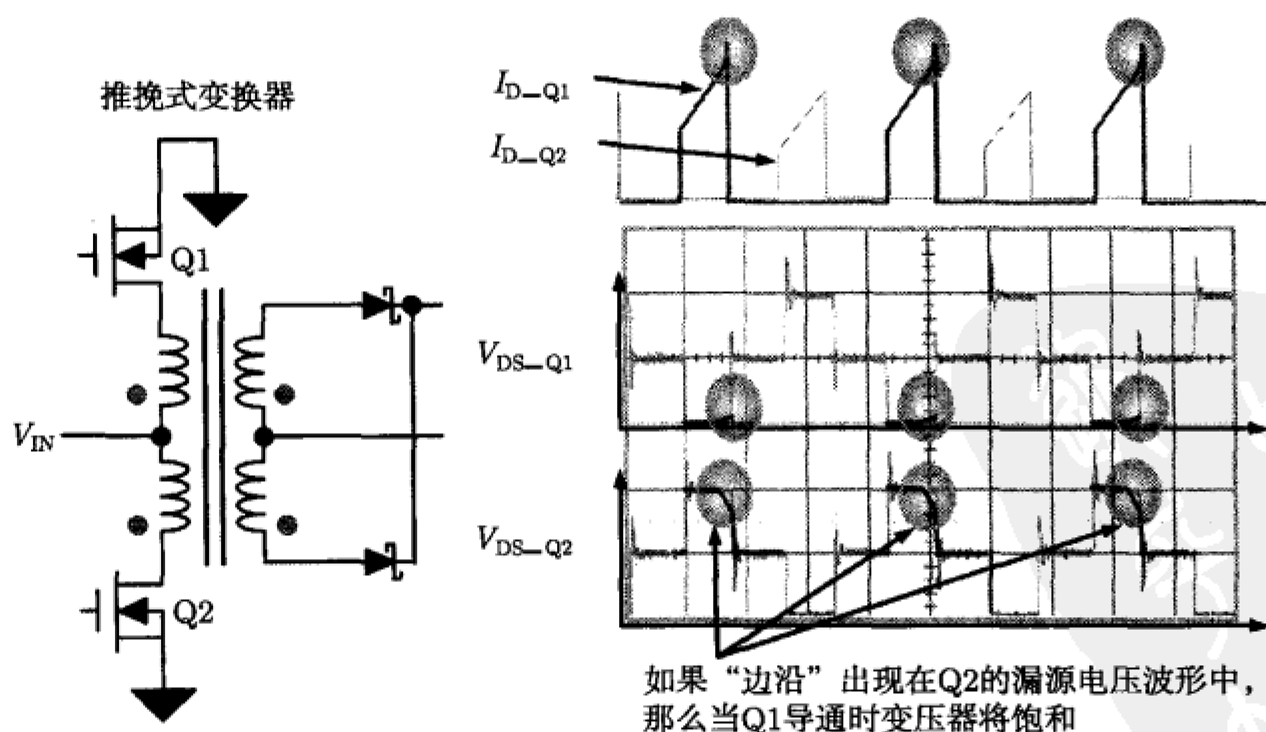


图 8-4 电压模式控制推挽式变换器的磁芯饱和

正如简要提到过的，电压模式控制 IC 的佼佼者是 5033，官方的名称为“100V 推挽式电压模式 PWM 控制器”，于 2003 年发售。还好，这家模拟器件制造商的数据手册中只给出了

它在半桥式电源中的应用，我们已认识到该拓扑非常适合用电压模式控制。因此我个人认为市场要为这种误导性的推销负全部责任。

几年前我同事设计了如图 8-5 所示的另一台逆变器。直到我问他输出扼流圈在哪里之前，他的进展都颇为顺利，自我感觉也很乐观。正激变换器必须要有输出扼流圈。显然，他被使用铁芯叠装变压器的常规交流逆变器弄糊涂了，这种逆变器与正激变换器有着相似的原理图。但是伙计，你使用的是高频开关 IC!

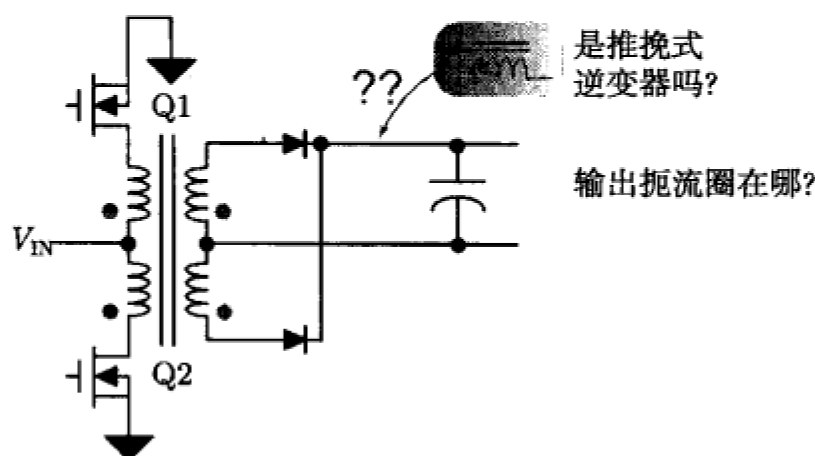


图 8-5 低频逆变器设计不适用于高频开关变换器

任何降压变换器的派生拓扑 (例如正激式、半桥式、推挽式、全桥式等) 均需要输出扼流圈。否则相当于降压变换器的无电感运行，将使输入电源发生致命的短路。

还有一个我们当时经常犯，现在也仍有许多工程师还在犯的错误，那就是如果我们认为变压器可能接近饱和，就立即在另一个骨架上再绕上几匝线圈。我们认为这样做可以增加电感从而减小峰值电流。这种直觉仍然来自于当年绕制大型交流工频变压器的时期，那种变压器使用的是层压硅钢片，并且很难饱和。在它们的设计手册中，制造商通常会给出计算 N 的公式，即一次侧的最小匝数。对于开关 IC，情况大有不同，因为如果变压器 (或电感) 饱和，则应该减少而不是增加匝数 (并且减小了电感)。你会很困惑，你认为峰值电流会更大，变压器更容易饱和。但是你错了，因为 I_{PK} 并不是造成变压器饱和的唯一原因，原因而有 $1/2 \times L \times I_{PK}^2$。此公式决定了任何磁芯的能量处理能力。假设电感额定电流的设计值为 1A，纹波为 ±20%，并且使匝数加倍。没错，峰值电流会降低，降低多少呢? 注意电感与 ΔI 成反比，此例中假设初始 ΔI 为 0.4A，匝数加倍后，电感将增加 4 倍 (L 与 N^2 成正比)，ΔI 由 0.4A 降至 0.1A。因此峰值电流为 1A+(0.1/2)A=1.05A，约为 1A。现在计算 $1/2 \times L \times I_{PK}^2$，发现由于电感的增加 (峰值电流增加得很少)，乘积几乎增加了 4 倍，这意味着变压器或电感的体积也要增加 4 倍。那么，你为什么认为增加匝数能解决磁芯饱和问题呢? 始终应牢记于心的是，对于开关 IC，电感值越小电感的体积也越小。运行于 DCM 或 BCM(boundary conduction mode，临界导电模式) 的变换器应比运行于 CCM 的变换器使用更小的磁性元件，其电感也更小。问题是其他元件的体积会无谓地增大，例如开关和输入及输出电容。请参阅第 12 章。

IC 设计者的另一个白日梦是使反激变换器的占空比为 100%，这一梦想很快会破灭。众所周知，反激变换器仅在开关关断时才将能量传递至输出。但如果以 100%占空比开始运行，能量不会传递至输出，因此反馈引脚的电压将保持为 0V，控制器始终不会降低占空比，开关一直保持开通以使输出电压增加。如果限流电路或软启动电路不马上响应的话，电路将立

刻损坏。也许这就是找不到最大占空比为 100%的反激式开关 IC 的原因。你会找到大量最大占空比为 100%的降压开关 IC，而找不到这种类型的升降压式 (即升压式) 开关 IC，其中一个例外是 3478/3488。由其数据手册的首页可以断定这种 IC 不知采取了什么方式，使其适用于反激、降压和 Sepic 变换器。我对此持怀疑态度，但他们通过标题为“用高性能开关控制器设计 DC-DC 电源”Designing DC-DC Power Supplies using High Performance Switching Controllers 的在线文档“证明”了这一点。在 2001 年的产品发布会上，我们看到一位年轻且积极性高涨的工程师满腔热情地介绍该产品的优点，Analog 公司的一位传奇人物 (自称为“带隙基准电路 (Bandgap) 的始创人”) 坐在他的右侧。我个人不希望他参加发布会，因为他让人对这些 IC 更加信任，在我看来这不太恰当。

我建议在处理功率时不要做冒险的事，尤其不能忽视众所周知的经验。否则你将为此付出高昂的代价，故障诊断仅仅是你将要面临的一系列问题之一。我们迟早会发现，不能以想当然的方式处理功率。还应仔细地浏览论坛，看看备选器件可能出现的其他问题。不要被公司给出的可能含糊其辞的回答所欺骗，数一数论坛中的质疑吧，你会明白的。同样，别忘了参阅第 12 章。

问题 12 *我是否会损坏 IC?* 如果你怀疑 IC 坏了，应将其放入防静电包装袋中送去故障分析。假设新换上去的器件看上去是好的，而问题依然如故，此时你应该认识到电路是否会造成器件损坏。下面是一些有趣的例子。

a) 你在实验室运行一台常规的同步低压降压变换器。你关掉负载并切断电源，然后又因为某种原因决定再次上电，结果 IC 几乎立刻损坏。你把它送去进行故障分析，几天后他们告诉你 IC 是被输入引脚上的高电压损坏的。这是怎么回事?

   当负载降为 0 时，IC 可能会进入节电模式 (energy saving mode，PFM)，此时低端 MOSFET 始终关断。当断电并再次上电后，输出电容保持几乎充满电的状态。但当变换器再次启动以后，IC 像平常一样进行软启动，因此占空比非常低，低端 MOSFET 每个周期的大部分时间内为导通状态 (常规的同步/互补驱动)。但是因为输出电容几乎充满了电，它通过电感拉出很大的反向电流 (图 8-6 的路径 1)。在某一时刻低端 MOSFET 关断，全部反向电感电流流入输入电容 (图 8-6 的路径 2)。如果高端 MOSFET 导通，电流从导电沟道流过；如果高端 MOSFET 关断，电流流经体二极管。无论哪种情况，全部输出能量都将倒灌至输入电容，使输入引脚的电压升高，降压变换器顷刻间变成了反方向的升压变换器！为了避免出现这种情况，应选用经过专门设计的 IC，能够处理这种负载预偏置 (pre-biased) 使输入大容量电容电压显著上升的情况。其中一种方法如图 8-6 的最下图所示——低端 MOSFET 也应执行互补性的软启动。

b) 你使用老一代 IC，需要外接分压器。由于 IC 输出端要接陶瓷电容，因此经过深思熟虑，你在分压器上方电阻两端跨接了一个前馈电容。但是随后你将输出短路若干次，造成 IC 损坏。原因何在?

   如图 8-7 所示的前馈电容 C_{FF} 在稳态时两端有电压，当输出被短路时，前馈电容无法在一瞬间完成放电，因此其下端的电位变负 (电容电压要维持一段时间)。最终造成意料之外的电流流过接在 IC 反馈引脚的防静电 (ESD) 二极管，实际上为前

馈电容提供了潜在的放电路径。反馈引脚的电压始终不能比地电位低 0.3V 或 0.4V 以上，以避免由上述原因造成的 IC 损坏。因此，几年前，在我发现此类故障并明白它的起因后，就在数据手册中特别提到：使用的前馈电容不应大于某一值，并且应在反馈引脚与地之间接上一个小肖特基二极管。我的老板认为他明白了事情的前因后果，对我们向客户推荐带有前馈电容的典型电路颇感惊奇，认为这与我们自己发布的反馈引脚最大额定电压相矛盾 (你的确期望任何开关 IC 的输出被短路后，IC 能正常运行而不会损坏——但这是一种隐含的期望)。

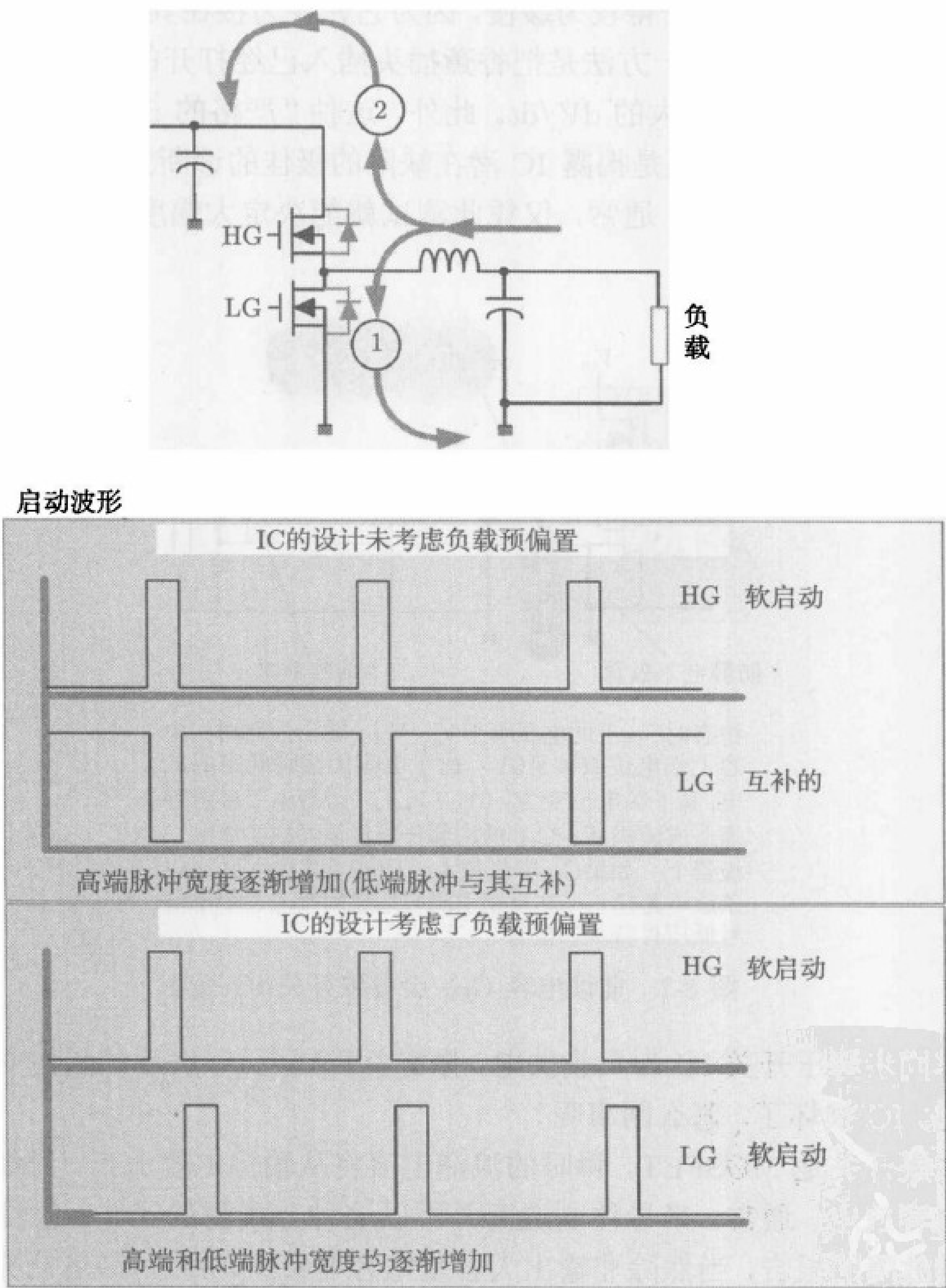
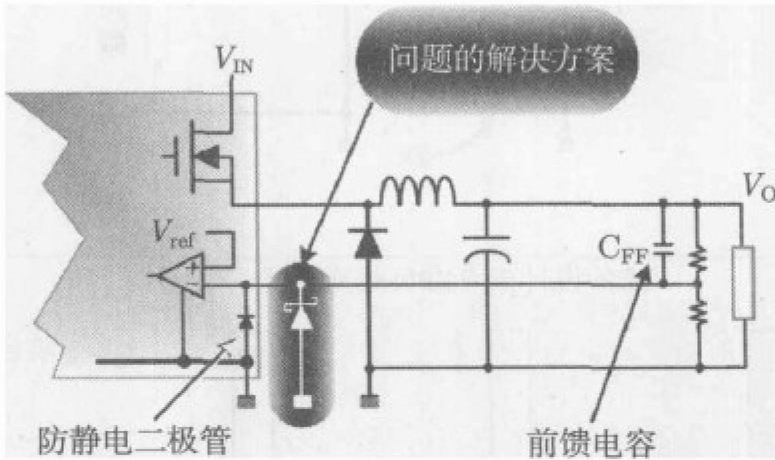


图 8-6 在负载预偏置时，降压变换器转变为升压变换器

c) 实验电源的输出电压非常接近开关 IC 的额定最大输入电压。你刚刚将变换器的输入陶瓷电容由 22μF 改为 10μF，并且输入导线看上去没有多少噪声 (稳态时)。但是每当你将实验电源的红色引线直接与电路板相连时，几乎都会造成 IC 损坏。问题出在哪里？

长引线的电感、低 ESR 的输入电容以及开关变换器的负输入阻抗，一起构成了一个毁灭性的无阻尼振荡电路，造成输入电压剧烈地波动，使电压超过 IC 的额定电压。解决方法有两个——尝试使用高 ESR 的输入电容 (或者至少用高 ESR 的电解电容与陶瓷输入电容并联)，或增加大容量电容的容值。因此，使用 22μF 的陶瓷电容将获得比使用 10μF 的电容更小的输入过冲，使用 47μF 电容过冲更小，以此类推。

注意，如果你先将变换器接至输入电源，然后再打开电源，则上述故障并不会发生。此时电源的输出上升得较为缓慢，因为它先要为接在其两端的大容量电容充电。引发严重输入过冲的唯一方法是把香蕉插头插入已经打开的实验电源中，这会使变换器的输入端出现非常大的 $\mathrm{d}V/\mathrm{d}t$。此外，这种“严格的 $\mathrm{d}V/\mathrm{d}t$ 测试”不仅是观察输入过冲的手段，通常也是揭露 IC 潜在缺陷的极佳的诊断方法。我经常会做这个测试，结果总是令人惊奇！通常，仅凭此测试就能决定大幅度增加输入大容量电容的大小。



稳态时C_{FF}上的电压等于$V_o - V_{ref}$。输出短路时，电容上端电位被拉至0V。由于电容无法瞬间完成放电，其下端电位变为$-(V_o - V_{ref})$。防静电二极管导通造成IC损坏，C_{FF} 的大部分能量消耗在防静电二极管上。如果C_{FF}容值较大，必须为其提供另外一条放电路径——在反馈引脚与地之间接入一个小信号低压肖特基二极管

图 8-7 前馈电容 C_{FF} 会导致开关 IC 损坏

d) 你用非同步降压开关 IC 为负载供电。你将负载减至 0，然后试图使变换器的输入电容放电。IC 损坏了，怎么回事呢？

　　如果开关是 MOSFET，瞬时的浪涌电流将从输出电容流出，流经体二极管，为输出电容放电。通常，半导体制造商并不以这种方式测试器件，也没有太多关于这种现场故障的报告，当然除非输出大容量电容非常大，并且/或者它充电至高压 (电容的能量为 $1/2 \times C \times V^2$)。

　　如果开关是 BJT，由于它有阻止反向电流的能力，肯定不会出现以上情况，但 BJT 不能承受任何的反向集–射级电压。

e) 你用基于 BJT 的降压开关 IC 输出恒流，为直接连在输出端的电池充电。但开关 IC 却经常损坏。这是什么原因？

可能是由于上面的几条原因。将电池看作无穷大电容，用 BJT 为电池充电的唯一方法是用一个阻断二极管与电池串联。

f) 你使用升压开关 IC，输入为 5V，输出为 12V @ 1A。你查了电子数据表，它建议你使用 4.7 μH 的电感，因此你从元件盒里找出一个 4.7 μH/1.5A 的电感，但是 IC 损坏了。为什么？

降压变换器的平均电感电流等于负载电流 I_O，而升压或升降压变换器的平均电感电流等于 $I_O/(1-D)$。此外，所有变换器的峰值电流通常比平均电感电流高 20%~30%(根据电感的一般选择标准)。必须计算最大峰值电流并将其作为最小电感额定电流。

g) 你设法提高降压变换器的效率，选用了同步降压控制器 IC，仅仅因为它具有大电流驱动器。但是两个 MOSFET 都发生爆炸。为什么？

要谨慎使用这种大电流驱动器，这类 IC 会因几种原因造成自身的损坏。一般来说，快速的转换会在电路板的各处感应出尖峰，引起各种奇怪的问题，包括常见的控制器故障。但在现代同步降压变换器中，降低 MOSFET 转换速度并且谨慎选择 MOSFET 的其中一个重要原因是“$C\mathrm{d}V/\mathrm{d}t$ 开通”现象。如果仔细观察低端 MOSFET 的栅极电压波形 (使用控制 IC 时)，将会在高端 MOSFET 开通时发现小尖峰。实际上，高端 MOSFET 和低端 MOSFET 短暂地同时导通了。高端 MOSFET 导通时，将 SW 节点电压显著拉高，这一变化的电压感应出流经 MOSFET 漏源间电容的小电流 (根据 $I = C\mathrm{d}V/\mathrm{d}t$)，使低端 MOSFET 开通。最坏的结果是发生毁灭性的交叉导通，最好的结果是使效率下降。尤其当变换器工作在常规的同步模式 (强制 PWM 模式，不是跳周期模式) 且负载很轻时，效率的降低尤为显著。我常做的一个测试是检测好的电路板空载时的输入电源电流，如果电流超过几毫安，就能轻而易举地判断发生了交叉导通。如果使用的是控制器 IC，我通常在最初选择器件的过程中，比较各种备选低端 MOSFET 的 C_{GD}/C_{GS}(等同于 C_{RSS}/C_{ISS})。如果该比值较低，MOSFET 就不那么敏感，同样，稍微高一些的开通电压 V_T 可提高 MOSFET 抵御这种错误开通的能力。几年前，在一次 IC 设计过程中，在最后时刻将硅“扭转”一下，可以使驱动电路的“侵略性”大大降低。SW 节点电压的提升至少能减少一半，使低端 MOSFET 开通速度降低；还能显著节省硅的面积，使产品的性能更佳。

因此，如果能访问 MOSFET 的栅极，请尝试用小电阻与栅极串联。若使用开关 IC(栅极无法访问)，尝试用小电阻与驱动电源的去耦电容串联 (通常用 0.1 μF 电容接至 V_{dd} 引脚以及/或者自举 (bootstrap) 引脚)。同样，更好的方法是选用驱动电路“侵略性”不那么强的 IC。如果不按上述方法去做，迟早会造成自我毁灭。

第9章　让设备有效地工作

9.1　简介

如我所言，首先我需要着重强调一些基本原则。现在，在掌握了这些原则后，我们可以更好地理解本章的内容。

9.2　基本设备

本书不能代替设备使用手册，你必须熟练掌握手中仪器的使用方法。实验台上最重要的仪器是示波器。在第 7 章，我提到的小插曲反映了模拟示波器和数字示波器间永恒的战争。它有助于我们认识到虽然模拟示波器或许无法显示某些非重复性的或过于短暂的信号，但数字示波器也经常漏掉一些确实存在的信号。另外，在数字示波器上，你会看到一些实际并不存在的信息，人们称之为混叠现象。我只能说:“检查你使用的时基是 μs/格，而不是 ms/格!”正因如此，当有人说“模拟示波器不会说谎”时，我表示赞同。是的，模拟示波器有时无法反映出全部，但至少你通常预先知道遗漏的信息可能是什么。另一方面，人们有时发现数字示波器会说谎，而且不能反映真实的情况。更糟的是，使用数字示波器时，你可能永远不会知道遗漏的是什么。当然，在那帮守旧的伙计围坐在模拟示波器前 (在新加坡的 Ubi 大街)，并告诉你要寻找的是什么之后，你将恍然大悟。然而，为了对数字化时代公平一些，他们会说现在的数字示波器越来越先进，模拟示波器能做到的，它们几乎也能做到，而且还拥有许多模拟示波器所不具备的功能 (当然，这些功能都是基于它们特有的数字存储能力)。但为了充分利用数字示波器，与使用模式示波器不同的是，你经常要对寻找的是什么了然于心，然后仔细地设置数字示波器以捕捉这一事件。数字示波器不易控制，要进行正确的设置总是不太容易，需要大量的实际操作经验。

9.2.1　实验室须知

需要牢记以下几点。

a) 确认你的示波器探头得到了良好的补偿。否则的话，可能会观察到实际并不存在的过冲! 或者连设计者都观察不到软启动。

b) 确保示波器的通道 (例如通道 4) 输入阻抗设为 50Ω，垂直方向的标度为 10mV/格，并将其连到电流探头放大器 (例如 Tektronix 公司的)。否则示波器将因某种原因加倍显示限流阈值。

c) 为电流探头消磁。需要注意，如果电流探头未能检测出正确的示波器终端阻抗 (即 50Ω)，它通常不能正常工作。这时屏幕上的数字通过不停地跳变向你提出警告，你会注意到，也可能不会。

d) 确保其余 3 个通道的输入阻抗设为 1MΩ，探头的衰减系数设为 10:1。但需要注意，如果测量噪声的话，通常建议使用 1:1 的衰减率，因为若设为 10:1，探头内的分压器将使测得的噪声减小 10 倍。衰减系数设为 1:1 的最大好处是探头的输入阻抗也非常小。实际上，衰减率为 1:1 时的输入阻抗相当于 1MΩ 电阻与 30pF 电容并联，10:1 时增至 10MΩ 电阻与 3pF 电容并联。输入阻抗低的测量仪器对被测系统的影响也小一些。但这样的设置也降低了信噪比，尤其当示波器增益自动增加时 (为了补偿 10:1 的衰减率) 背景噪声将大量增加。因此，1:1 的衰减系数会使噪声更小一些。很不幸，30pF 的探头电容也会引起一系列问题，它通常能将被测噪声抑制。

e) 但是请记住，3pF 或 30pF 的探头电容有时却是有用的诊断工具。我经常从元器件盒中取出 22pF 电容，将其接在某两点之间，观察疑似拾取的噪声是否消失。如果其中有一点是接地点，示波器探头就能实现上述功能。例如，如果你想找到进入 IC 的顽固噪声的行踪，那么仅仅将探头接在引脚上，就能帮助你迅速发现噪声是从哪个引脚进入的。电容 (而不是变换器) 会将噪声吸收，随后一切将恢复正常 (只要探头与引脚接触)。这种“探头接触”技术可以鉴别出噪声敏感节点，例如电流检测引脚等，但我用探头与反馈引脚接触时运气总是很差。

f) 测量前，去除示波器所有的带宽限制。如果限制了示波器的带宽，将会遗漏某些重要的信息。只有在确信外部噪声过大时，才能使用该功能，比如测量纹波时需要抑制噪声成分。当然，决不能使用带宽限制功能观测噪声。在第 3 章已经对噪声和纹波的正确测量方法做了详尽的讨论。另外，别忘了在那一章中介绍的探头接地测试技术。

g) 在 PCB 上适当的位置开辟出一块空间，用以接入直流电流探头。对于 DC-DC 变换器，探头应与电感串联，而不能接在别的地方。对于 AC-DC 变换器，探头应与 MOSFET 的漏极串联 (而不是源极)。另外，检测 AC-DC 变换器开关电流的另外一种方法是将电压探头接在检测电阻 (接在源极和地之间) 的两端。

h) 需要注意，对于 AC-DC 变换器，在你认为电路其余部分没有问题之前，你可能不会接通交流电源。因此可能首先需要为直流部分单独供电，使 IC 上电。对于如 3842 这样的电流模式控制 IC，如果交流电源未接通，电流检测信号也为 0，因而无法为 IC 内部的 PWM 比较器提供三角波。控制 IC 的输出引脚始终保持高电平或低电平，开关不会动作，变换器无法工作。因此，为了在初始阶段得到更有意义的结果，可以将一定频率的三角波信号接到电流检测引脚“欺骗”IC，使它认为有电流流过开关。正如我在第 1 章 (图 1-4) 介绍过的，仅通过增加斜坡补偿电容就可实现上述设想，当然这完全是一种暂时性的测量方法。还应牢记，误差放大器的输出是 3842 的第 1 个引脚 (COMP 引脚)，因此改变该引脚的电压，甚至在接通交流电源前，就能实现逼真的开关与占空比的变化。应注意，不能使用两个误差放大器。所以如果在二次侧使用了 TL431，应使 3842 的误差放大器完全停止工作，方法是第 2 个引脚接地。此时光耦应该直接接在 COMP 引脚和地之间。我经常在一开始的时候用非常低的交流或直流电压为电源供电，并暂时使用非常大的电流检测电阻，因此在电阻两端得到相当大的电压。为了安全起见，连接低压交流或直流输入的导线应采取某种

限流方式。我会使用常用的直流实验电源，将它接到供电电源的输入端；或者用两个级联的自耦变压器提供非常低的交流电压。如果采用后一种方法，我还会在自耦变压器的输出与 AC-DC 电源的输入之间串接一个或两个 60~100W 的家用白炽灯，尤其当开关损坏时，这样做十分有用，你将会明白其中的原因。

i) 将一台好的电子负载设为恒流模式。回忆一下第 8 章的第 8 个问题，“变换器与负载间存在不可思议的相互影响吗？”其中的某些影响会引起变换器的故障，对此应保持警惕，不能怀疑这种影响的存在。我喜欢用惠普公司生产的负载，在新加坡我们使用的是博计 Prodigit 负载 (我们认为这种负载相当不错，并且当时很便宜)。在德国的时候，我们购买了大批博计负载 (听从了我的建议)，在此之前，他们使用 Chroma 或 Kikusui 负载。当然，这仅仅是建议，可以肯定还有许多更好的选择。对于 PFC 级的 400V 输出，我使用白炽灯作为负载。

9.2.2　时钟的稳定性和抖动

仔细检查时钟信号是否正常。对于 DC-DC 变换器，仔细观察 SW 节点的电压就可以了，此电压必须是稳定的，否则先请阅读前面关于 PCB 布线以及输入解耦的章节，再阅读本节的内容。在设计 AC-DC 变换器时，我总是非常关注 IC 输出的栅极驱动信号 (若 IC 为 3842，则为 OUT 引脚)。

因此，首要目标是确保时钟的稳定且频率正确。当上电以后，还应检查时钟和实际开关 (或驱动器输出) 的波形。当输出可调节后，开关波形的其中一个边沿将出现一定的抖动，这是由调节过程产生的，一定大小的抖动是可以接受的，也是固有的。3842 的 OUTPUT 引脚输出的是 N 沟道 MOSFET 的驱动信号，如果其中叠加了一定大小的噪声，或者信号不稳定，都会使抖动变得十分严重。如果噪声过于严重，时钟将变得不稳定，在处理抖动前应先解决时钟的问题。由于噪声，最终的“输出”波形将不可预测，如图 9-1 的下图所示。随着输出电平变低 (即开关正在关断)，与转换边沿相关的噪声将馈入时钟电路并使时钟终止 (时钟也提早变为低电平，随后下一周期又提前开始)。开关 IC 的频率将发生波动，变得毫无规则。应牢记在正常工作时，时钟在输出变为低电平以后应暂停一下，即时钟决定输出，而不是输出决定时钟。

造成时钟不稳定的原因是什么？开关在开通和关断时会产生高频噪声，这些噪声通过不同引脚进入 IC，并且难以滤除和抑制，最终只能通过降低 MOSFET 的关断速度来减少噪声的产生。对于大多数开关，开通需要一定的延时，或降低开通的速度，使输出/钳位二极管在 MOSFET 开通前彻底恢复阻断能力。否则，开关开通时将有非常大的反向恢复尖峰电流流过二极管和 MOSFET，使效率严重降低。但许多工程师凭直觉认为“开通应慢一些，关断应尽可能地快。”这种观点是错误的，因为有时时钟会因此变得完全不稳定，可能瞬间导致开关损坏。因此，在优化变换器的整体性能之前的故障诊断过程中，*首先应采用较大的栅极开通和关断电阻*。开关电源设计的*首要*目标是使电源*可靠地*开关，随后确保限流电路、占空比限制、电压前馈等功能全部正常，*最后才*考虑如何提高效率，即*确定调试过程中的优先顺序*。应特别注意，开关的损坏对检查电源的问题毫无帮助，只会使生产人员失去耐心。你能做的一件事是设法提高电路或控制 IC 的噪声容限，实际上图 9-1 已经给出了提高噪声容限的一种方法，从图中可以看出 R 和 C 的取值如何影响噪声幅值，即噪声尖峰与三角波峰值

的电压差。另外，别忘了使用第 1 章提到的栅极稳压二极管，它能有效减少返工的次数 (以及不受欢迎的怒容)。

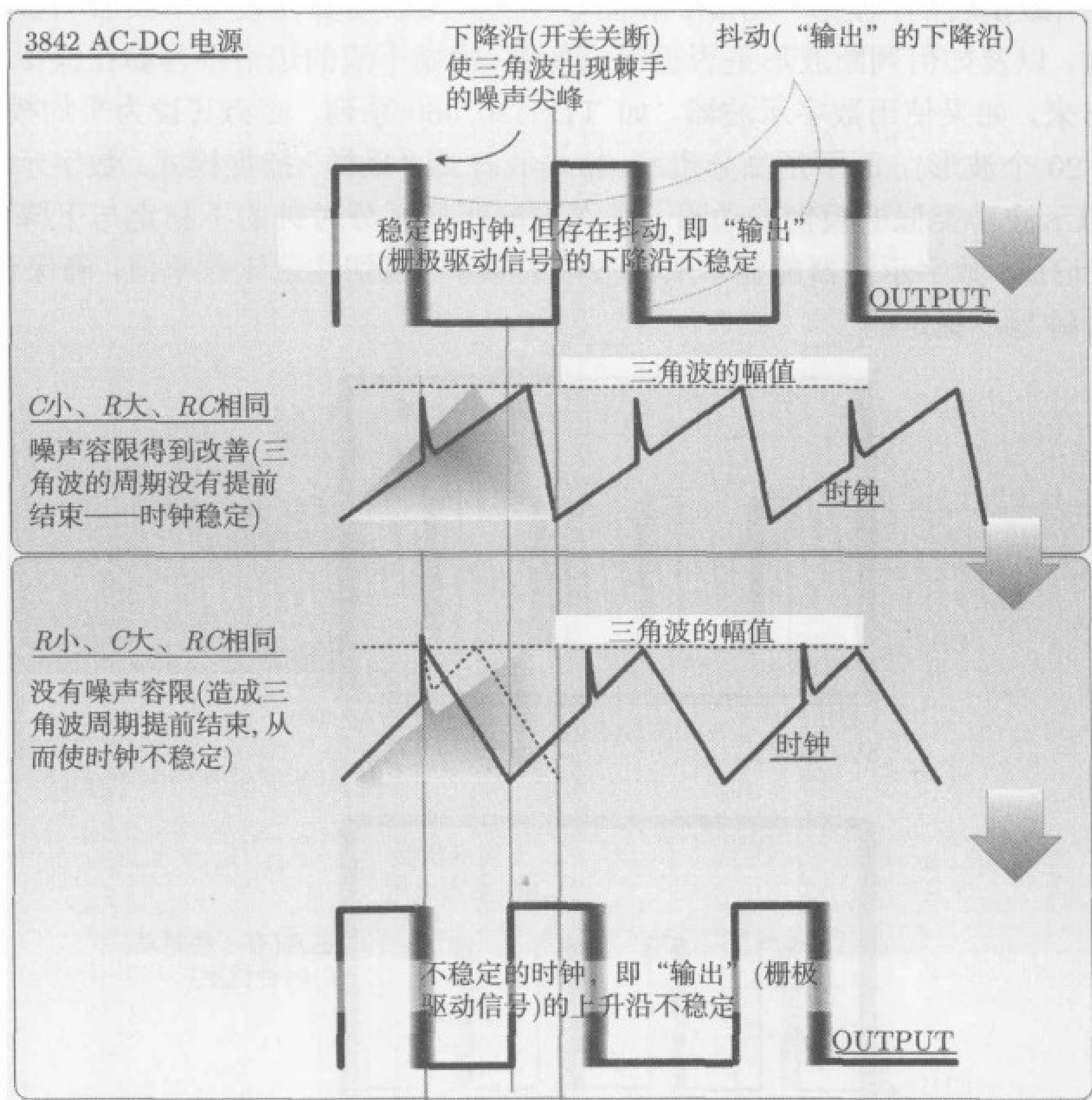


图 9-1 抖动和时钟稳定性的区别

9.2.3 理解示波器显示的波形

你到底要在波形中寻找什么呢？在测量时，你必须知道两件事——电路的拓扑和控制电路的结构，下面请让我来解释其中的原因。必须知道的是，大多数 IC 采用的是"后沿调制"(trailing edge modulation)，即电感在预定的时刻 (时钟脉冲的开始) 开始储能，而能量增加的终止时刻取决于控制环路，随后电感的能量传递至输出。上述过程意味着当 3842 的时基三角波开始上升的时刻就是开关开通的时刻。在三角波上升期间的某一时刻，控制环路要求开关的输出"回避"一下，似乎对开关说："嘿！现在已经足够了，输出已经达到要求了。"因此开关关断，但三角波仍继续上升直到本周期结束，在达到峰值以后，迅速降至最小值 (对于 3842，三角波下降的时间即为开关的最小关断时间)，此后整个上述过程不断重复下去。然而，需特别注意的是，应该用哪个波形以及哪个边沿检验抖动和时钟**取决于电路的拓扑**。例如，如果观察 3842 的 OUTPUT 引脚波形，必须将示波器设置为上升沿触发模式；如果观察漏极波形，应设为下降沿触发模式；如果是降压变换器，在 SW 节点电压的上升沿

触发；如果是升压变换器，在 SW 节点电压的下降沿触发。**对于任何拓扑，在测量之前都应明确"能量在哪个边沿传递至电感？"应在此边沿触发示波器。**通常，你将观察到与图 9-1 的方波类似的（或倒转的）波形。图 9-2 和图 9-3 的波形表明如何设置示波器的触发模式取决于拓扑结构，以及如何判断波形是否正常。注意，模糊不清的边沿很容易在模拟示波器上清晰地显示出来，如果使用数字示波器，如 TDS420/460 系列，应将其设为平均模式（大约叠加了 10 到 20 个波形），而不是高分辨率（high-res）或"采样"捕捉模式。数字示波器也会显示出与模拟示波器类似的模糊的边沿。现在你能明显区分时钟的不稳定与下降沿过量的抖动了。还应记住，数字示波器能显示所测波形的频率，密切注意该频率值，确保它稳定不变，否则说明时钟是不稳定的。

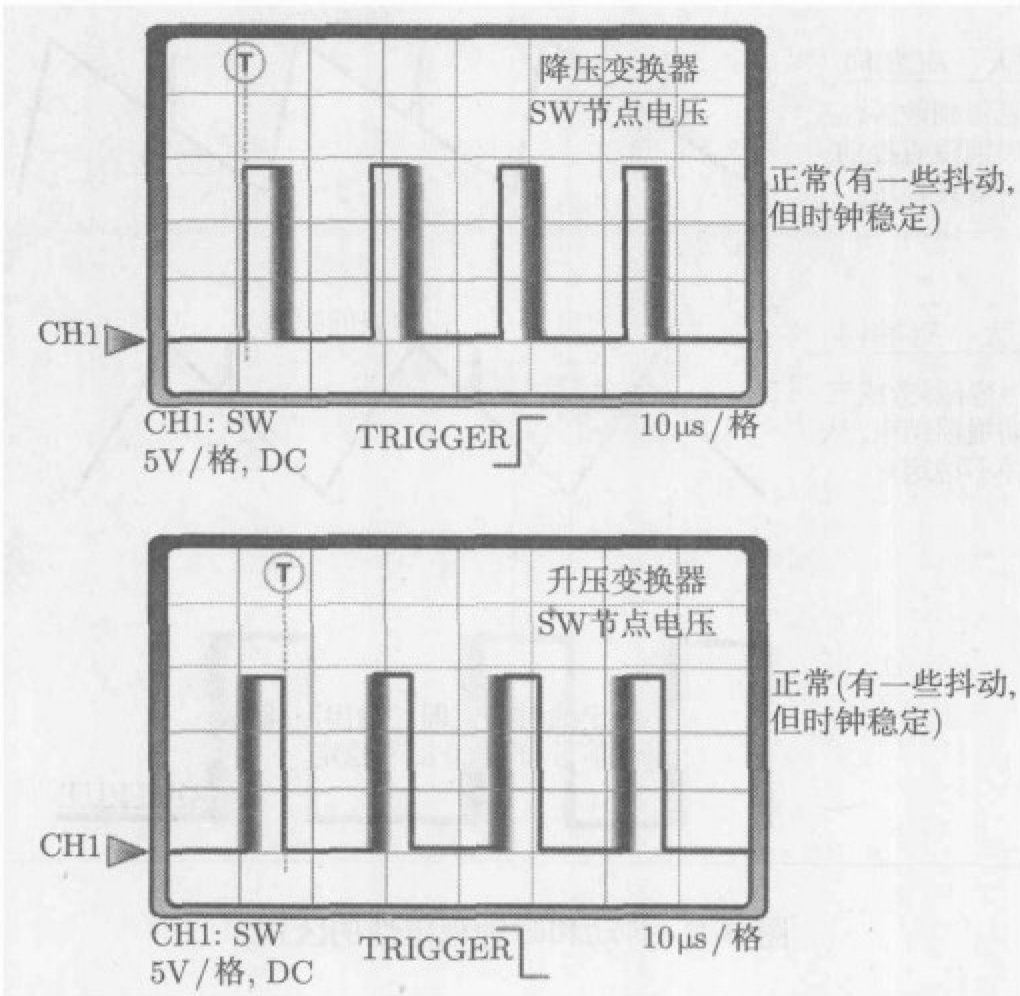


图 9-2　示波器的设置与降压及升压变换器的正常波形

什么情况不属于时钟不稳定呢？例如，降压变换器以 100%的占空比运行，在暂态时，开关将连续几个周期都保持完全开通的状态，这是正常的。同样，对于需要低端电流检测的 IC，在突发暂态时，脉冲可能被完全忽略，这仍然是正常的。因此，在解读波形时，应注意元件的结构和运行状态，而不能仅仅考虑拓扑。

一旦时钟稳定了，可能就需要检查抖动，那么多大的抖动是可以接受的呢？对于没有功率因数校正的 AC-DC 电源，特别在电网电压低时，输入电压纹波含量十分大。因为瞬时输入电压反复地增加和减小，占空比需要连续地改变以使输出电压保持稳定，因此一定程度的抖动是正常的。但如果使用了功率因数校正电路，输入至 PWM 开关级的电压被稳定控制在 385V。这时如果观察到明显的抖动将令人惊奇，应再次仔细检查 PCB 的布局，也许电流模式控制 IC 的电流检测信号含有过量的噪声，也有可能是因为消隐时间不足。然而，如果试图仅通过增加接在 3842 电流检测引脚的 RC 滤波器时间常数来增加消隐时间，需要特别注

意不要造成检测信号过量的延迟，因为在故障状态下 (如输出端的突然短路)，控制电路对迅速上升的电流响应速度可能过慢，导致开关损坏。也就是说，应避免使用这种权宜之计，它们会使电路别处出现故障。重新考虑 PCB 的布局并使其正确，应仔细阅读第 7 章。

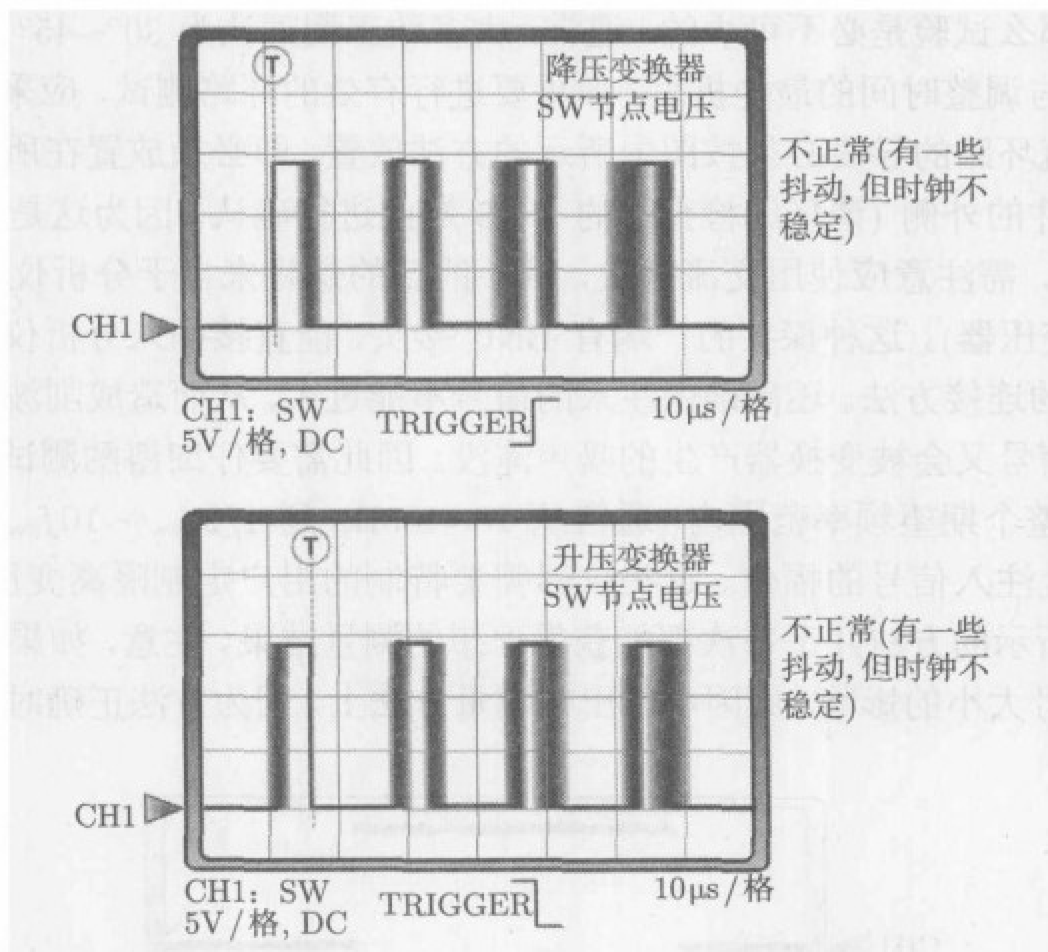


图 9-3 示波器的设置与降压及升压变换器的不正常波形

9.2.4 变换器不稳定：与控制环有关

引起过量抖动的另一个原因是环路不稳定。例如，你可能会在调制的后沿观察到波形的模糊，但与随机的抖动不同，它是周期性出现的，这实际上表明系统出现了大问题，即环路稳定性问题。此时应将示波器探头接至电源的输出端，示波器设置为交流耦合模式，调整垂直方向的标度以缩小波形，还应使水平方向的时间标度减小，否则将观察不到环路的不稳定。如果观察到几毫伏平滑波动的 (接近正弦) 纹波分量，说明环路很可能不稳定 (相位裕度过小)，不过应将时间标度顺时针及逆时针调整一下，以确认纹波确实存在而并非混叠伪影。还可以通过负载瞬态试验 (也称为阶跃负载响应试验) 观察输出的鸣震，如果每个暂态过程中输出都出现严重振荡，那么很有可能是由环路的不稳定造成的。如图 9-4 所示的是相位裕度为 11° 时可能的波形。如图 9-5 所示为仅通过负载暂态试验结果来准确估计相位裕度的方法——能粗略估计出波形进入稳态所需的开关周期。实际上，如图 9-5 所示的曲线可能是误导性的，因为曲线是通过理论计算得出的，而并非实际电压的曲线，因此不使能用图中建议的幅值。这种差异存在的原因是在负载暂态初始时刻，系统主要受大容量电容大小的影响，而不受控制环影响。随后，大信号响应转换为小信号响应的“交接”速度主要取决于控制环的速度，因此实际的情况是，如果相位裕量很大 (例如 65°~90°)，“交接”就慢一些，使大容量电容的电压出现严重的过冲或下冲，与图 9-5 的建议相违背。因此，如果最终的过冲或下冲完全由大容量电容决定 (在大多数大信号暂态中均如此)，那么这种慢速的“交接”仍将起

主导作用。当然，一旦“交接”结束，相位裕度大的系统能快速地校正输出，使过冲或下冲减小。但在实际的电源中，真实的情况是两种相反的势力会进行一场战争，难以明确判断究竟大的相位裕度还是小的相位裕度能使过冲或下冲的幅度最小。如果过冲或下冲的大小对于应用非常关键，那么试验是必不可少的。通常，大多数工程师认为 30°~45° 的相位裕度是过冲或下冲的幅值与调整时间的最佳折衷。如果要进行有效的环路测试，应采取如图 9-6 所示的方法。注意电流环路的导线必须按图中所示的方法放置，即必须放置在所有跨接于分压器上端电阻补偿元件的外侧 (请仔细检查你的 PCB 对此进行确认，因为这是某些工程师经常犯的错误)。另外，需注意应使用交流探头，唯一的目的是将来自于分析仪输出端的信号注入电流环 (利用变压器)。这种探头的一端有 BNC 接头，能直接插入分析仪或示波器。仔细观察两个通道间的连接方法。还需确保注入的信号不能过大，从而造成削波或变换器的奇怪现象。但过小的信号又会被变换器产生的噪声淹没。因此需要仔细斟酌测试方法。注意有些现代仪器允许在整个期望频率范围内 (通常从 10~100Hz 到 $1/2f_{sw}$ ~$10f_{sw}$，其中 f_{sw} 为开关频率) 预先设定注入信号的幅值。这类仪器需要特制的用户定制隔离变压器等额外设备，但采用如图 9-6 所示的方法几乎每次都能获得理想的测量结果。注意，如果发现画出的波特图明显受注入信号大小的影响，原因可能出在测量方法上，因为方法正确时不会出现这种情

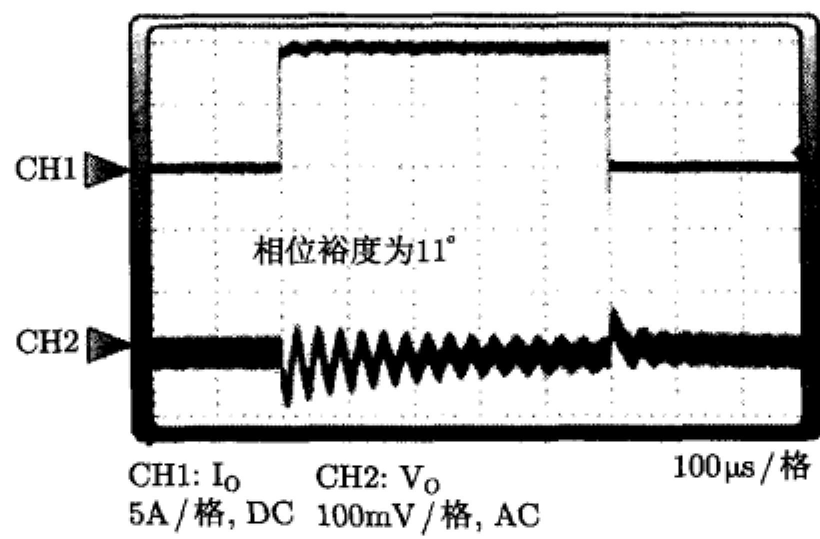


图 9-4 阶跃负载响应试验表明相位裕度过小

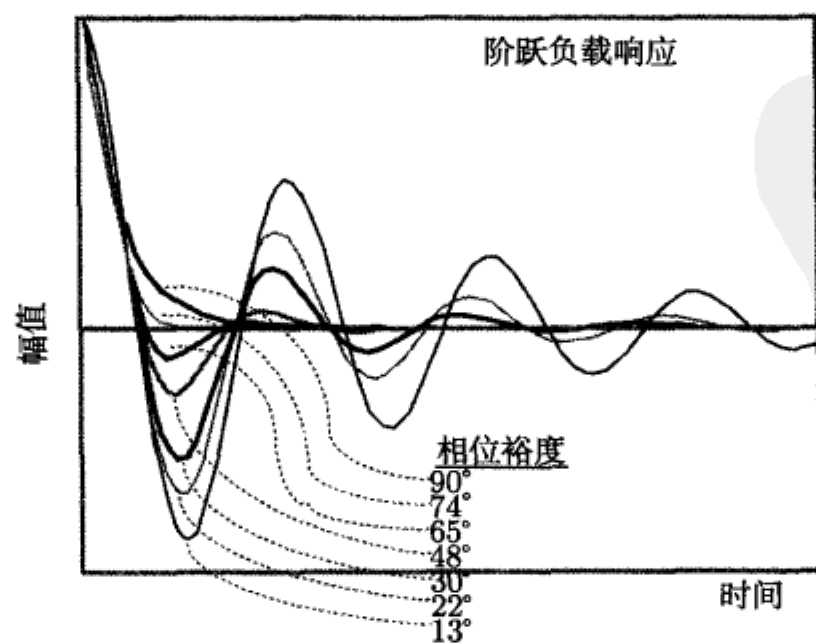
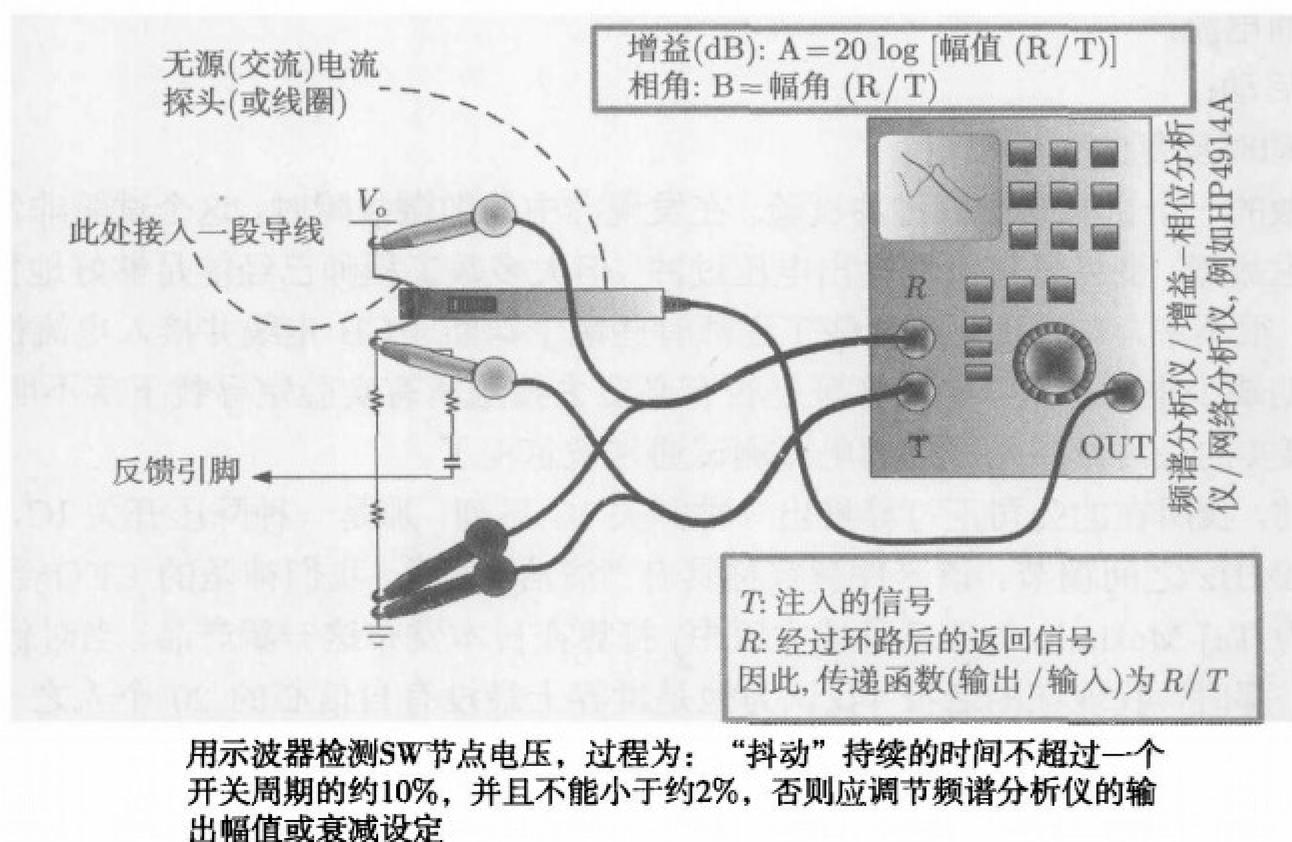


图 9-5 根据阶跃负载响应试验得到的振荡幅度判断相位裕度

况。传输函数是输出与输入之比，基于此可画出波特图，如果想修改波特图使变换器获得更好的性能，应多加阅读如何设计性能良好控制环的理论知识，请参阅我的上一本书《精通开关电源设计》的第 6 章。



用示波器检测SW节点电压，过程为："抖动"持续的时间不超过一个开关周期的约10%，并且不能小于约2%，否则应调节频谱分析仪的输出幅值或衰减设定

图 9-6 快速画出波特图的简单方法

当使用电流模式控制时，应注意分谐波会造成系统不稳定，在采用 CCM 模式且占空比大于 50%时会出现这种情况，尤其在低输入电压 (对于降压变换器) 时更容易出现，因此应在最小输入电压时对此进行测试。如果开关行为变得很奇怪，出现一个宽脉冲后跟着一个窄脉冲，并且不断重复下去 (周期性的十分严重的抖动) 的现象，就能判断是由分谐波造成的。特别是当你没注意到较高的输出电压纹波时，变换器看上去似乎是稳定的。但系统的波特图与期望的完全不同，而且在这种运行模式下，阶跃负载响应也十分差。为了消除这种不稳定，应增强斜坡补偿并且/或者增加电感的大小，或者让变换器工作在 DCM 或 BCM 模式。

另外，工作于 CCM 模式 (电压模式或电流模式控制) 的升压及升降压拓扑都存在另一种有趣的不稳定现象，即 RHP 零点 (右半平面零点) 问题。此时输出将出现严重的、不可思议的抖动，没有明确的运行模式。这时不能通过修改 PCB 的设计解决问题，唯一的办法是减少环路增益，并将交越频率 (与 0dB 轴的交点) 降至 $f_{sw}/10$ 或 $f_{sw}/20$，甚至更低，当然低的带宽无法获得快速的暂态响应。另外一个经常被忽视的方法是让变换器运行于断续模式，没错，众所周知 DCM 模式的暂态响应很差，但是当面临 RHP 零点问题时，这样做也许十分有效。因此，应多听听别人的意见。

9.2.5 单次捕获模式示波器的捕捉问题

当进行开关电源故障诊断时，单次捕获模式示波器可能是最佳选择，此时它毫不费力地战胜了模拟示波器。这种示波器能捕捉非重复性的事件，如以下现象：

a) 输出电压过冲；

b) 电流过冲；

c) 上电顺序;
d) 断电故障;
e) 启动时的输入尖峰;
f) 浪涌电流;
g) 软启动;
h) 启动时反复的欠压锁定。

我常做的一个试验是电流过冲试验，在发现硅中的细微故障时，这个试验非常有效。如果器件发生故障，变换器将出现输出电压过冲 (但大多数工程师已经能足够好地检验了) 或电流过冲。很不幸，有时我认为某些工程师有些懒于切断 PCB 走线并接入电流探头，或者实验室长期缺少电流探头，他们怀疑是否有必要去搜遍所有实验室寻找下落不明的电流探头。上述事实的最终结果是严格的电流测试通常被忽视了。

几年前，我所在的公司正打算推出一种开关 IC 系列，那是一种降压开关 IC，频率可在 1MHz 至 3MHz 之间调节。该器件被宣称具有“清洁的硅”，我们神圣的 CEO(经常出现在被我们称为 Taj-MaHalla 的玻璃幕墙大厦中) 打算在日本发布这一新产品，当时他在日本做商业旅行。那时，我现在的老板 (我认为他是世界上最没有自信心的 20 个人之一) 把我叫进他的办公室，要我处理数据表中的一些细节，原因可能是他指派相关的工程师去完成更有吸引力的工作了，也有可能是这位可怜的伙计已经辞职 (我不记得是谁了)。但不管怎么说，我已经习惯干这种杂活儿了 (在电源公司中，没有比这更低等的工作了)，我迅速检查了数据表，并修饰完毕，达到几乎可以立即发布的程度。但是，离下班回家还有一个小时，我思忖着:“我毕竟是这里的高级工程师 (不能被他们欺骗去用别的方式思考)，虽然没有人要求我这样做，但如果元件放在了我的桌子上，我会在最后阶段对器件进行谨慎的处理，至少要在短时间内完成检查。”所以我起身离开并回到实验室，对该 IC 进行电流过冲测试，面对可能出现的出人意料的结果，完全没有抱有哪怕是一点点的期望。我就是这样开始电流尖峰测试的。

9.2.6 电流尖峰测试

我将电流探头与降压变换器的电感串联，并使变换器工作于最大负载状态，调节输入电网电压使其较大或较小。我将示波器手动设置为电流的上升沿触发模式 (我通常使用通道 4)，然后慢慢调高触发电平使示波器停止触发，我将输出短路几次，期望电流平缓地上升至限流阈值，如此重复几次然后恢复正常运行。当然这属于 IC 的正常运行状态，大多数 IC 都能满足这一要求。经过这一测试，我还知道了 IC 准确的限流阈值是多少，因此调整触发电平使其稍高于新的电平。如果器件设计良好，在这一电平工作时，无论如何都应该能够使示波器再一次触发，因此我用尽我能想到的方法，唯一的目的就是触发示波器。可能我会使输出短路，切换使能引脚的电平，同时使负载重复性地阶跃，在额定范围内改变输入电压或改变负载电流，将 PWM 模式变为 PFM 模式，等等。也许在二三十分钟甚至一小时内，示波器屏幕上的显示都不会发生变化，等的时间越长，说明器件性能越好 (他的设计者也越出色)。这时，如果你的老板走进来，他将认为你什么都没做，因此将你的手指放在“强迫触发”按钮上是个好主意，并且手指不时地晃动。

回到我讨论的产品上来，我仅花了 5min 就发现了它的缺陷。我将它的频率设为最高“额

定”值，即 3MHz，然后设法使示波器触发，结果每当我短路输出时，示波器都重复触发。但在频率为 2MHz 时，却无法触发示波器。首先你必须了解器件的结构，这是一种新型的低端电流检测开关 IC。为了在频率最大时获得最高的 V_{IN} 至 V_O 转换率，对于高端 MOSFET，不能使用普通 IC 所需的 100ns 左右的时间来完成电流检测，因为在高频时会导致不能接受的很高的最小占空比。因此低端检测的开关 IC 只检测低端 MOSFET 的电流，如果采样过快的话，开关 IC 会将下一个开通脉冲完全忽略 (直到电流下降至设定的阈值以下)。这种结构的开关 IC 在实际应用中有一个限制，即变换器输出的伏安特性存在显著的折返，因此必须设定限流阈值使其比最大额定负载时的峰值电流高很多，否则开关 IC 在启动、负载突变或过载时经常锁定。我得到的结果是，在 3MHz 时，每当我将输出短路，IC 的反馈引脚都被拉低，因此 IC 将增加占空比至最大允许值，试图使输出重新升高。迄今为止，这种情形经常出现。但是很不幸，在 3MHz 时 IC 的设计者没有提供足够的最小关断时间，以保证电流检测电路完成它的任务，换句话说，在 3MHz 时的某些情况下，限流功能不起作用。接着，我与整个团队进行了仓促的会谈和磋商。最终在仅仅拖延了几天后，IC 发售了，但是名字改为频率可在 1MHz~2MHz 内调节的开关 IC。我想我们喝醉了的 CEO 在听到这位来自圣克拉拉的不知名的惹事生非者所做的荒唐事后，被油炸天妇罗噎了一下，因为我们刚刚失去突破 3MHz 水平的机会，从而不能与其他公司攀比了。但说实话，我怀疑其他公司的人也对此印象深刻，因为他们当时也在场。但至少我们都为获得这种经验而激动。

9.2.7 高 dV/dt 测试

我发现另一个经常揭露元件内在缺点的测试是高 dV/dt 测试。当我猛然将红色香蕉插头插入已经上电的直流电源，基本上就能观察到电压或电流过冲。这种非常不正式的测试能产生大量的输入反弹，有助于揭露 IC 的启动问题。当然，在测试之后正常运行时还是应使输入的 dV/dt 平滑一些 (无抖动)。我的同事习惯用水银开关来做这个测试，同样能够产生很高的 dV/dt，但不会有反弹。

9.2.8 锡焊技巧

应为自己配置一台焊台，如果没有这种不同寻常的设备，我甚至不知如何开始工作，但使用焊台仍需要一些技巧。器件的封装尺寸越来越小，即使在各种辅助下，也难以将它们焊在电路板上。但是我仍然能够很容易地完成焊接，我的方法是：用镊子将 IC 放在待焊接的位置，轻轻地用镊子末端将 IC 按在电路板上，然后滴一大滴焊锡覆盖 IC 所有的引脚，待冷却后，在电路板另一侧也滴上一大滴焊锡，随后用吸锡线将 IC 两侧多余的焊锡吸出，实际上我只用了不超过 1min 的时间就实现了你能想象得到的最完美的焊接，最后将电路板清洁干净 (参见下一节)。

与之类似，从电路板移除故障 IC 时，应避免损坏走线。首先我在 IC 的两侧都滴上一大滴焊锡，然后用两个电烙铁加热电路板的两侧使 IC 脱落，并借助于烙铁的末端将 IC 取下。接着我再一次使用了吸锡线，这次是为了清洁所有走线，但是要注意不能从侧面横向敲击电路板，否则走线将脱落，只能压住电路板并不停地用吸锡线轻轻地吸。

9.2.9 世上最快的故障诊断工具

常规 IC 插座的电感过大，以至于不能应用于现代开关电源中，但正如我多次提及的，

当测试器件或电路板时，这种插座完全能够胜任。可能我们面前摆放着很多制作好的电路板，但可能只有几天的时间去测试它们，此外，在试验的初始阶段存在着相当大的变数。IC 插座因其灵活性受到广泛的欢迎。

图 9-7 和图 9-8 给出了问题的答案，我将这种插座用于近期的 600mA 降压 IC 项目中，并且获得了完美的结果。寻找它的供货商十分困难，因此我决定与大家分享我所知道的唯一供货商的联系方式。这像是一场独角戏，并且这种插座是根据要求定制的，但它们为我节省了几个月的评估时间。请联系 Rainbow 实验室的 Weber，地址：美国加州 94118 旧金山第 2 大街 260 号，电话：415-387-4430，传真：415-221-3640。我个人并不认识他们，与他们之间也没有商业利害关系。发布上述信息的目的仅仅是为了帮助大家，因为这种服务是非常少见的。

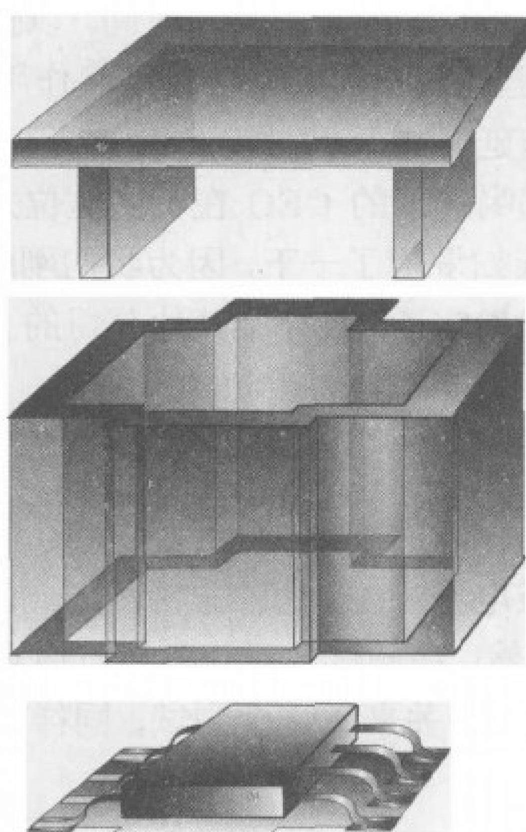


图 9-7 无引线插座的分解图

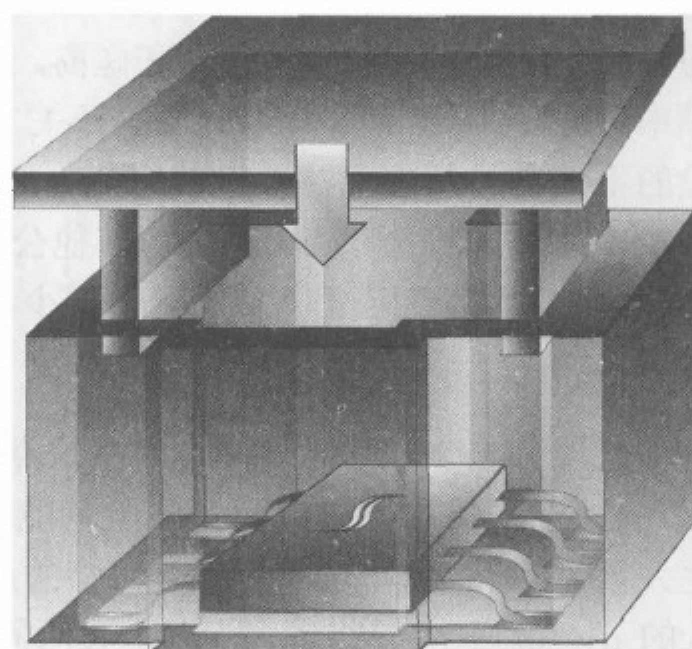


图 9-8 无引线插座的使用方法

注意，这种插座的价格约为几百美元一块，并且可安装在标准的 PCB 评估板上。它们比有些测试工程师用在特殊电路板上的无引线插座要便宜很多。

9.2.10 杂项

如果电路板不洁净的话，可能会得到十分奇怪的结果，应经常使用蘸有异丙醇的牙刷清洁电路板。但注意，有时水也是必须的，用流水清洗电路板，但在使用电路板前应将它弄干(可以用暖炉)。上述方法能使有机杂质和无机杂质溶解。

吹风机和四氟乙烷 (氟利昂) 有助于实现快速温度测试。但如果你决定将电路板放在温控炉内，应对普通示波器探头在高温下会融化或者弯曲的现象有所了解。还应仔细选择电缆，可以选用涂有特氟隆的电缆，但它们非常脆。

第10章　效 率 原 则

许多工程师花费大量时间设法使效率达到他们的期望，但这通常难以把握。在减小某一损耗的同时，却使另一种损耗增加；减小设计或降低裕量又降低了可靠性，或者使性能的某一其他方面明显恶化。提高效率实在是电源设计中最难以处理的平衡问题。本书不可能覆盖效率问题的方方面面，但会设法涉及其中最关键之处以及易犯的错误。

然而，在开始阅读本章前，应阅读前面几章，熟悉一下如何排除 PCB 设计问题、输入解耦问题，以及用错 IC 问题。还应用如图 8-1 所示的 12 个问题自测一下，并确认没有被其中任何一个问题所纠缠。

10.1　确保足够的驱动电压

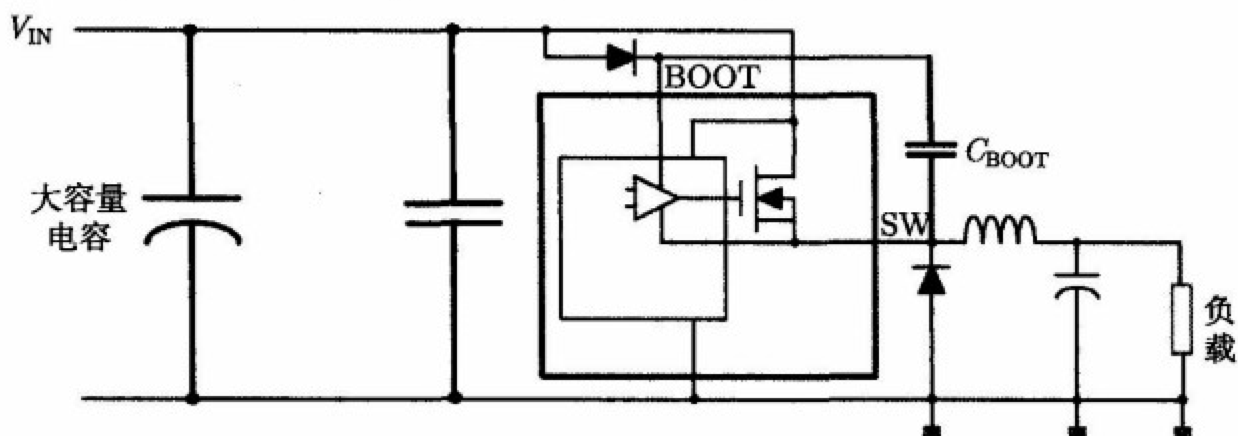
你提出的第一个问题应该是：效率是否真的很低？例如，如果你有一台全球通用的反激式变换器，功率为 70W 左右，在输入电压为 90VAC 时 (输出为 5V 和 12V 两路)，你不应期望它的效率超过 70%。对于同步降压变换器，最大负载时的预期效率约为 90%，但在负载很轻时效率将严重下降。因此首先应确定问题确实存在，并且别忘记用第 2 章提到的开尔文感测法测量效率。

那么，问题位于哪里呢？电源的内部还是外部？如果你用我在前面建议的剥洋葱方法，顺利的话，你将能确定效率的损失不是由 AC-DC 电源的 EMI 滤波器造成的。旁路或断开所有的外部连接以证实效率问题确实存在。

下一个问题是：开关造成效率损失吗？如果是的话，原因有很多。开关的损耗会仅因为驱动电压不足而变得很大。早期的自激振荡变换器 (鸣震扼流振荡器) 损耗十分严重，因为驱动电路缓慢地下降至其自身无法维持的电压，使开关关断。现代自激振荡变换器在这方面进行了极大的改进，甚至已经出现技术成熟的多路输出个人计算机电源，其内部没有使用常规的单片 PWM 控制 IC。如果你正在研究常规的方波变换器，应使用示波器检测一个开关周期内所有开关的驱动电压是否足够。例如，对于降压开关 IC 的高端 N 沟道 MOSFET，检测自举电压很重要，该电压是浮动驱动电路的电源电压。用一个探头测量开关 (SW) 节点电压，另一个探头测量自举引脚 (名称通常为“Boot”或“Boost”) 的电压。不能试图仅用一个探头接在开关节点和自举引脚之间！图 10-1 中标为“好”的为两个电压的波形，图 10-1 下图中标为“不好”的是驱动电压不足时的波形，在导通期间的最后阶段电压降得比较低。显然，最恶劣情况发生于 D 为最大值时。因为对于所有拓扑，高的 D 对应着低的 V_{IN}，因此需要在最低输入电压时检测驱动波形。一个显而易见的解决方法是增加自举电容的大小，但如下面所述，这样做存在着隐患，可能最终不得不再次减小电容。

你还应清楚图 10-1 中自举电路的作用。开关关断时，因为 SW 节点电压变低，自举电容充电，电容电压最终约等于 V_{IN}；随后开关导通，SW 节点电压升高，但电容无法立即完

成放电，因为电容下端电压被拉至约为 V_{IN}，所以上端电压升至约 $2V_{IN}$，使电容两端电压维持在 V_{IN}。图 10-2 给出了考虑寄生参数压降的更详细的计算过程。有时你可能会认识到需要改用肖特基自举二极管来维持足够的驱动电压。注意，实际上这只不过是一种简单的双倍电荷泵电路。MOSFET 栅极和源极间的驱动电压约等于 V_{IN}，因此应检查 MOSFET 的数据表以确保在该电压作用下能完全开通，但还应保护栅极的绝缘，所以 V_{IN} 不能过高。为了安全起见，应始终用栅源间的稳压二极管钳位栅极电压。但这并不是一个好办法，至少对于现代 DC-DC 变换器不是，因为稳压二极管的体电容使延迟显著增加。所以在许多用于宽输入电压的变换器设计中，自举电容不是由 V_{IN} 充电，而是由 IC 内部的电压 (通常称为 V_{dd}) 充电，此电压同时为内部控制电路供电。经过这样处理后，自举电路不再是简单不可调的倍增电路，驱动电压稳定地维持在 V_{dd} 左右。为了不使 V_{dd} 受到冲击，使控制电路受到干扰，自举电容是由 IC 内部接至 V_{dd} 的电流源充电，但充电时间更长，特别当自举电容过大的时候。因此必须保证足够的关断时间，对于宽输入电压开关 IC 来说更是如此，还要避免使用不必要的大自举电容 (更重要的是电容的 *ESR* 和 *ESL* 要低)。



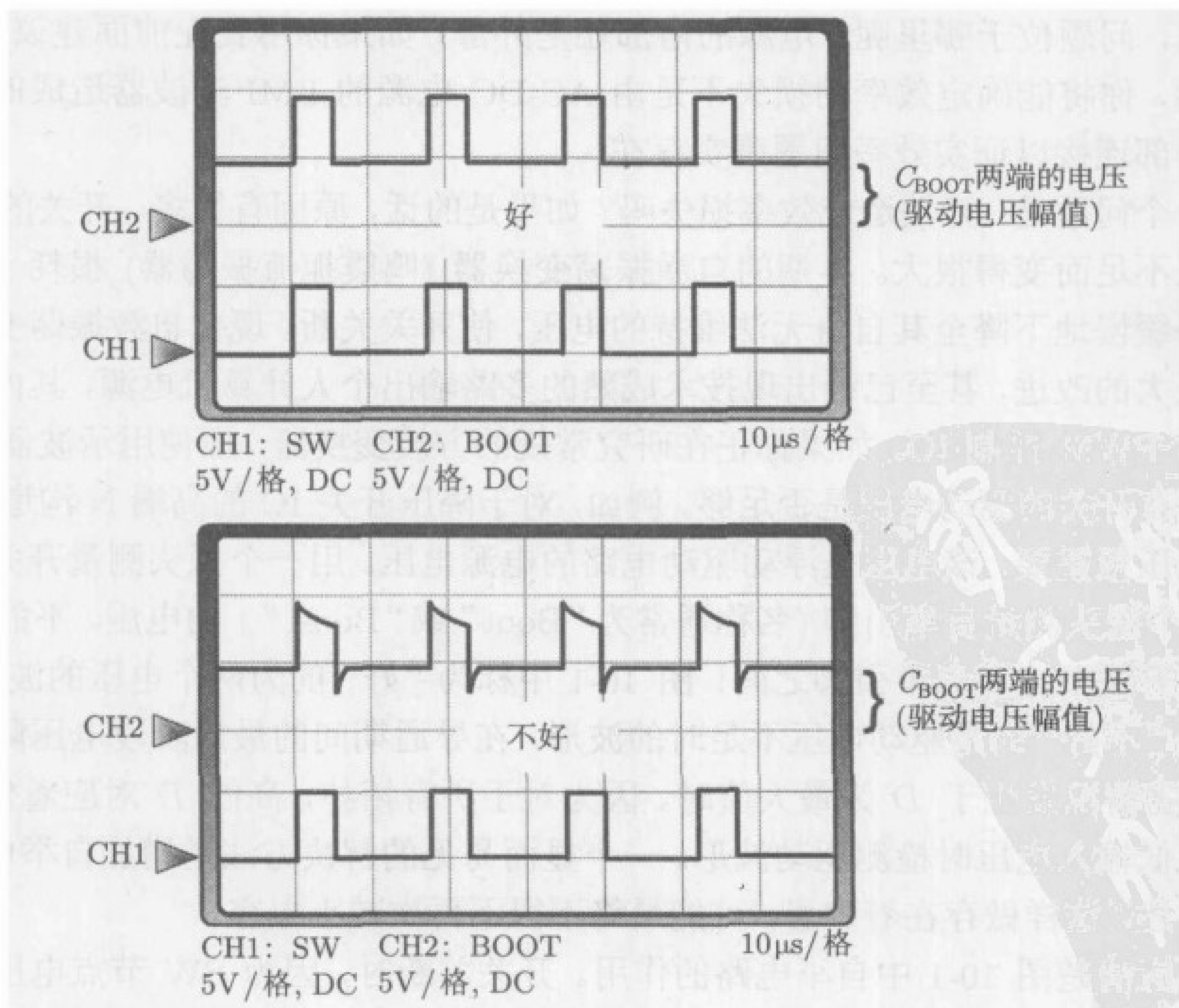


图 10-1 检验自举电压是否足够

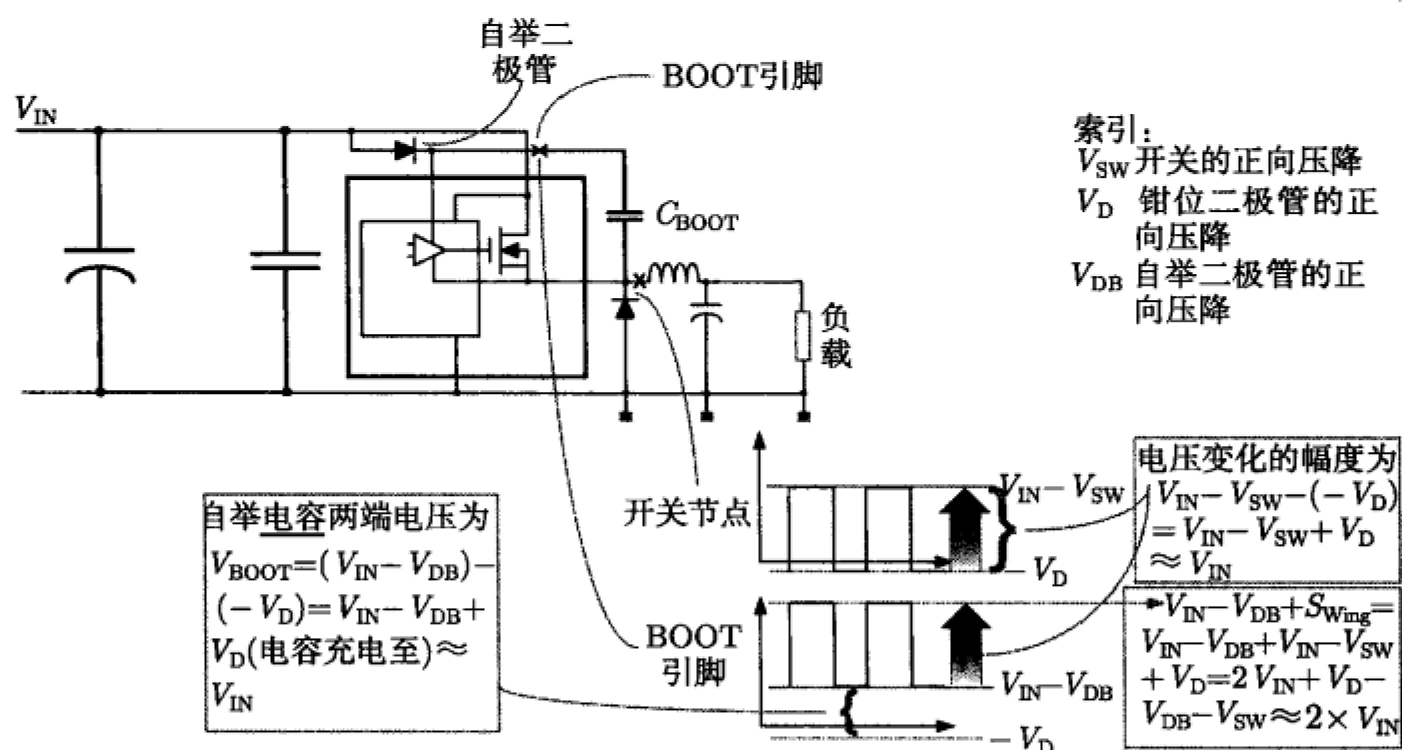


图 10-2 降压变换器的自举电压分析

V_{dd} 受到冲击是什么意思？如果用理想电压源为理想电容充电，初始时刻电容所需的电流理论上为无穷大，因此只能依靠寄生参数。所以，对于图 10-1 中的自举电容，需要输入去耦电容提供突增的大电流来为其充电，从而对输入旁路提出了更严格的要求。实际上是因为大量的噪声注入到 IC 的输入引脚，所以可能需要降低自举电容充电的速度。在实验室，我们经常听到这样的言论，如“抬起 BOOT 引脚，接入小电阻”或者“抬起 BOOT 二极管，接入电阻”。实际上，这些言论的含义并不完全相同，图 10-3 给出全部可能的接法，每种接

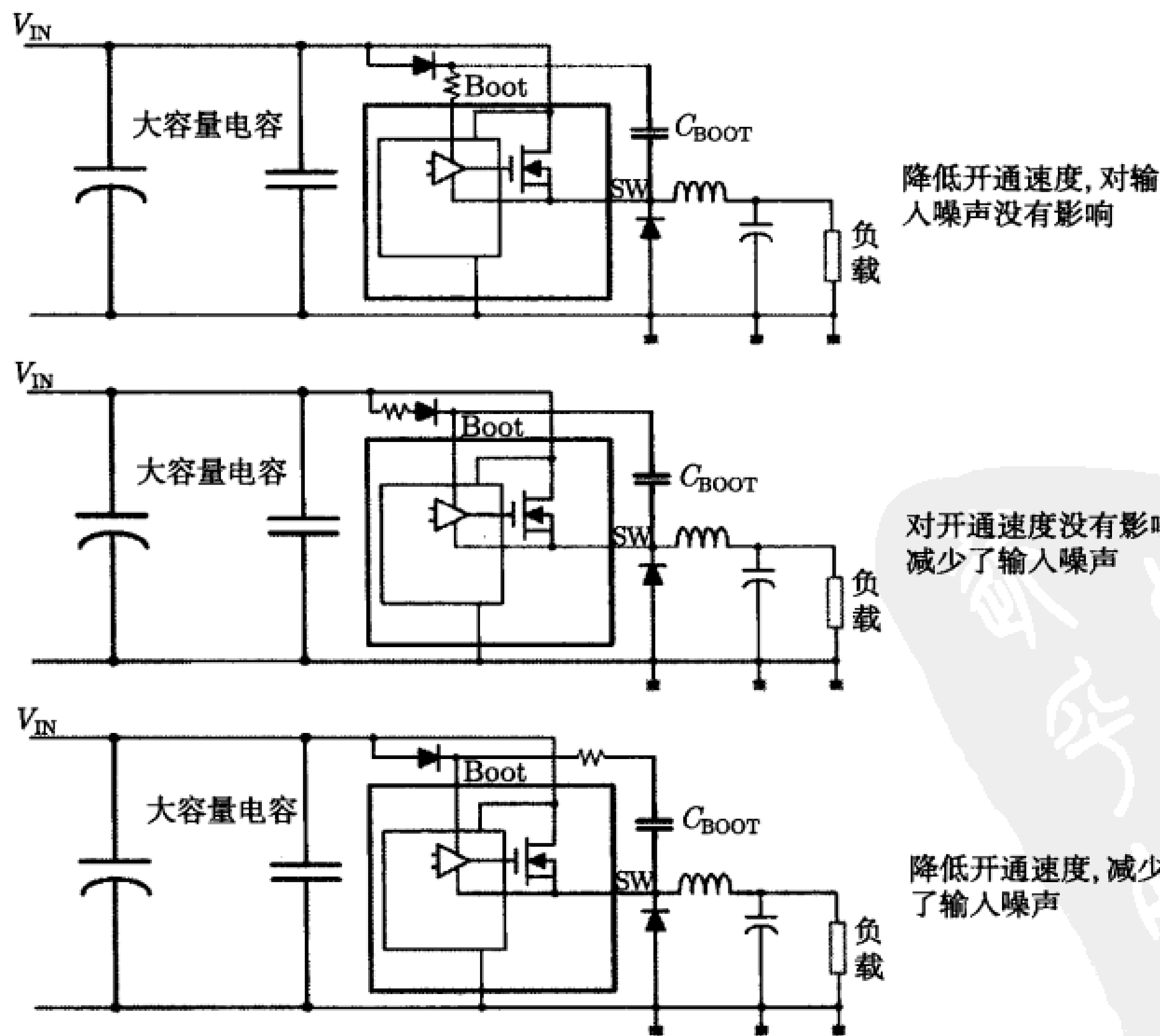


图 10-3 自举电阻的不同接法

法的效果各不相同。例如，如果存在抖动，但效率和输出噪声似乎达到要求，应采用图 10-3 的中图的方法；如果认为自举电容充电的时间 (即关断时间) 太短，而且还需要降低输出噪声，应采用上图的方法。但是通常，最佳的折衷方法如图 10-3 的下图所示——“抬起自举电容的一端并接入 10~20Ω 的电阻。”注意抬起的是电容的引脚，而并非 BOOT 引脚和二极管的引脚。

如你所见，我们一开始讨论的是效率，但最后却涉及到噪声与效率问题，在电源设计中这不是很普遍吗?

10.2　使电容寄生参数最小

在第 5 章中详细地讨论了寄生走线电感使典型通用输入反激变换器效率降低的原因。另一个使效率降低的主要原因是寄生电容，但却经常被忽视。在开关导通期间，电容在某一方向充电，而在关断时放电 (或反向充电)。在这一过程中，电容存储的能量以热的形式消耗在相应的寄生电阻中。部分主要电容如图 10-4 所示，灰色的为寄生电容——C_P、C_S、C_{OSS} 分别是一次侧绕组、二次侧绕组和 MOSFET 两端的寄生电容，这几个电容很关键，应尽可能使其降低。注意，有时电源制造商将一缓冲电容跨接在开关两端，目的是限制电压的变化率，有助于减少开关关断时的交越损耗，并且还能改善 EMI。然而，如果缓冲电路确实是必需的 (如今大多数工程师不在开关两端跨接缓冲电路，至少不在 MOSFET 两端使用)，最好选择成熟的 RCD 缓冲电路，而不是简单的电容缓冲电路。因为当开关开通时，电容将所有电荷加在开关两端，尤其在开关转换过程中情况最为恶劣，因为此时电压仍然很高，所以电容使每个开关周期的交越损耗增加，而该损耗并不低 ($1/2\times C\times V^2\times f$)。设计合理的 RCD 缓冲电路具有以下优点：a) 电容的能量主要消耗在 R 中，MOSFET 消耗得很少，不必为 MOSFET 选择更大的散热片；b) 通过显著降低电流降至 0 前的电压上升速度，减少开关关断时的交越损耗，这也是 RCD 缓冲电路的主要作用。

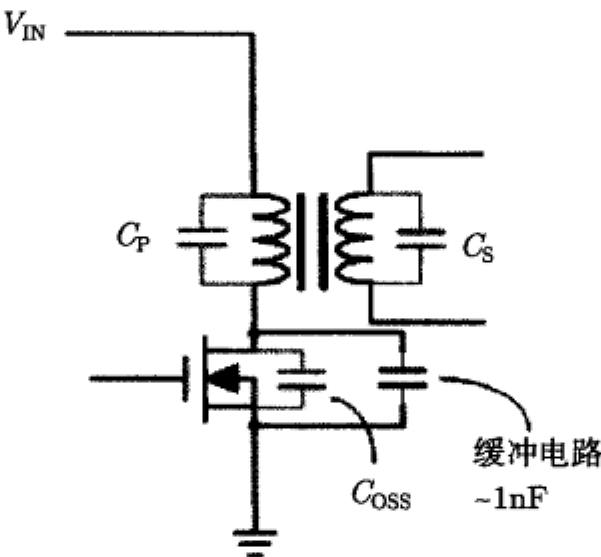


图 10-4　电容对效率的影响很明显

10.3　合理设计缓冲电路和钳位电路

反激变换器的钳位电路也会严重降低变换器的效率。如果使用常规的稳压二极管钳位电路 (如图 10-5 所示)，应该用如下的正确公式计算损耗：

$$P_{\mathrm{CLAMP}}=\frac{1}{2}\times L_{\mathrm{LK}}\times I_{\mathrm{PK}}^2\times f\times\frac{V_{\mathrm{CLAMP}}}{V_{\mathrm{CLAMP}}-V_{\mathrm{OR}}}$$

大多数人会遗漏最后一项，例如，如果稳压二极管的电压为 200V，V_{OR}(折算至一次侧的输出电压) 为 105V，最后一项使损耗增加了 200/(200−105)≈2 倍！稳压二极管钳位电路的损耗相当大，并且不能随意计算它的损耗。

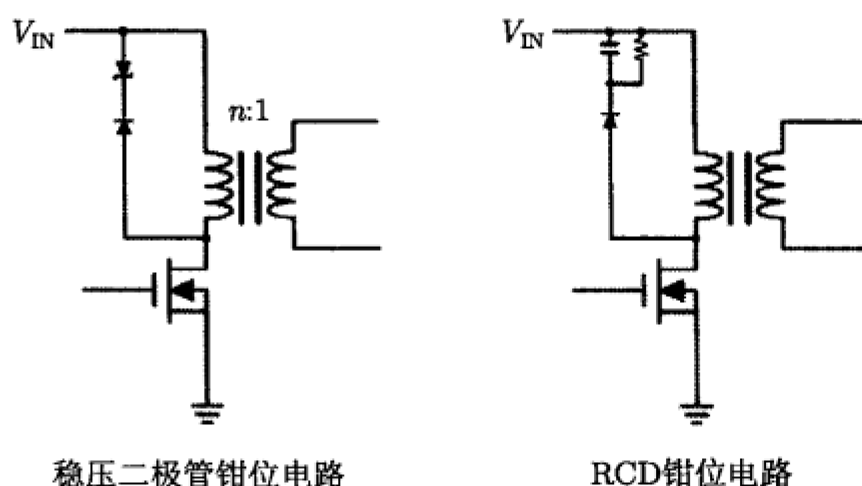


图 10-5　反激变换器的钳位电路

注意在设计反激电源时，明智的选择是使用 RCD 钳位电路，而不是稳压二极管钳位电路，这能使电网电压低时 (此时因电流很高，因而最关键) 钳位电路的功率损耗降低约 20%。但 RCD 钳位电路的设计需要一定的技巧。不过，我记得在新加坡时，我在所有反激变换器中成功应用了它们，MOSFET 的额定电压只有 600V(6N60，用于我们设计的 75W 反激电源)，并且没有使用附加的稳压二极管钳位电路 (但当情况一团糟时可起到一定作用，例如，可在 Power Integrations 公司的某些评估板上发现它)。

RCD 缓冲电路和 RCD 钳位电路的区别不在于放置的位置和结构，即与接在开关两端或接在变压器绕组两端无关，也和电阻与电容并联还是与二极管并联无关，它们的工作原理基本相同。RCD 钳位电路和 RCD 缓冲电路的区别在于 C 的大小不同。在缓冲电路中，电容每个周期均完全放电，当开关导通后又重新充电，从而调整开关两端的 $\mathrm{d}V/\mathrm{d}t$ 并减少电压电流的重叠，最终减少了关断时的交越损耗。在 RCD 钳位电路中，电容始终保持为充满电的状态，仅作为吸收漏感尖峰能量的大型储能器，因此它唯一的作用是避免开关的过电压。为了使系统达到稳定状态，与重复性开关过程中的任何电感或电容一样，RCD 钳位电路和 RCD 缓冲电路的电容均需要复位。这意味着电容必须有足够的时间将之前开关关断转换中吸收的能量释放 (未必是全部能量)，否则电容的电压将逐渐上升并最终使开关损坏，特别是在输入电网电压高时，这一问题尤为显著。为了确保电容释放必须释放的能量，需保证开关有最小导通时间，这一点对 RCD 钳位及缓冲电路来说尤为重要，因为与前面讨论的简单电容缓冲电路不同，RCD 钳位及缓冲电路的放电路径中存在电阻 R，因此必须确保导通时间不能小于某一最小值。应仔细检查缓冲电路或钳位电路在最大负载及最大输入电压时 (占空比最小) 的工作情况。可通过减小 R 来保证电容的复位，但这会使损耗增加。

理解 RCD 钳位电路工作原理的关键一点是电容 C 并不真正卷入工作过程中，至少在基本计算中不会出现 C(除非 C 非常小)，因为最终电容能自动地稳定在相同的电压等级上，并且与 R 的大小有关。无论如何，电容的值都应取得比较高 (约 22nF)，因为当短路突然发生时，电容能够迅速地充电，使开关的电压在限流电路起作用前不会超过额定值。一旦 C 被

选定 (应足够高)，R 应在高输入电网电压、正常运行且最大负载时设定或调节 R，保证开关电压留有 50V 的裕量。例如，如果使用 600V 的 MOSFET，当输入为 270VAC 且负载最大时，选取的 R 应使 V_{DS} 不超过约 550V。这一裕量可使任何设计良好的限流电路在输出短路或过载时都能及时动作 (当然还要借助于设计正确的电压前馈环节)。

由于 RCD 钳位电路的设计很关键并且需要一定技巧，下面给出正式的设计过程，参见图 10-6，该图在设计中非常有用。注意图中的曲线是在 MOSFET 额定电压为 700V 且 V_{OR}(折算至一次侧的输出电压) 为 105V(很常见的值) 的情况下得到的。基本设计过程十分简单。

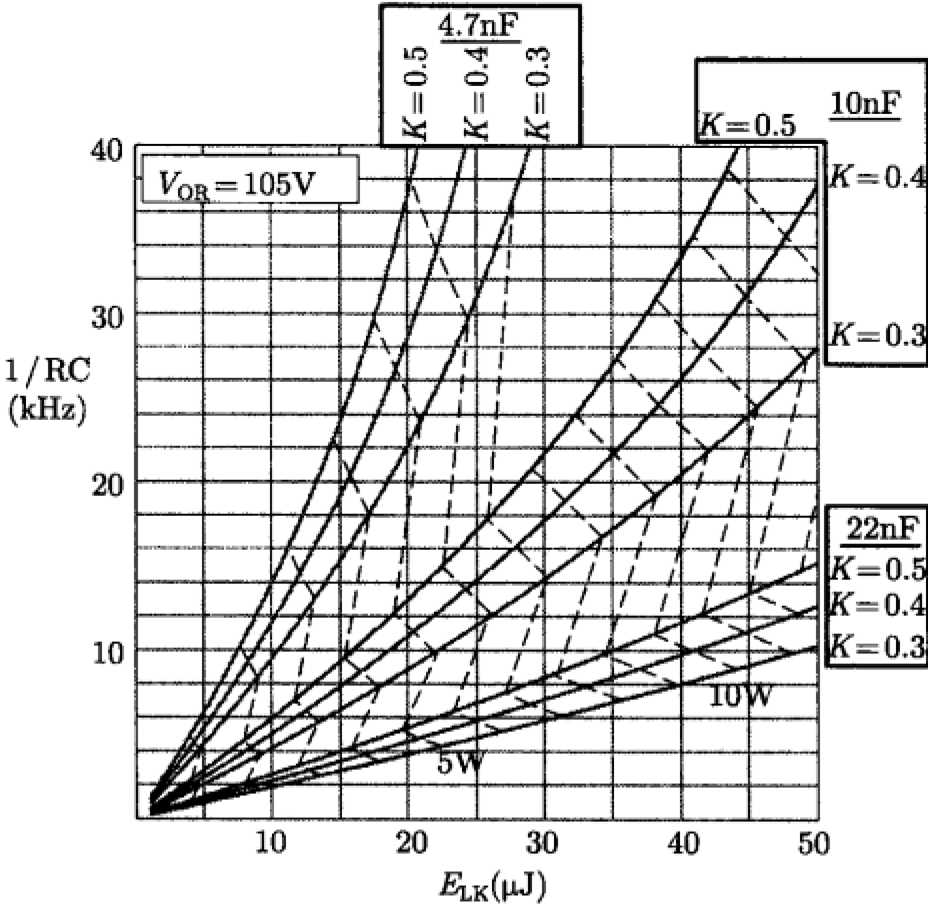


图 10-6 RCD 钳位电路的设计计算图

1. 测量内电路的一次侧漏感 L_{LK}，单位为 H。
2. 测量输入电压为 90VAC 且额定功率时的漏极电流幅值 I_{LIM}。
3. 计算 $E_{LK}=1/2\times L_{LK}\times I_{LIM}^2$μJ。
4. 试验性地选择以下 3 种取值的钳位电容：4.7nF、10nF 或 22nF(通常首选 22nF)。
5. 从计算出的 ELK 做垂直线与选定的 C 和 K 曲线相交。
6. 根据交点所处的被虚线分割的区域估算钳位电路的损耗。
7. 如果损耗的大小可以接受，交点对应的纵轴取值即为 $1/RC$，计算 R。

如果你对反激变换器的效率十分关注，一定要保证计算的正确，但是最终必须进行实验验证，在高电网输入电压的情况下短路输出或使输出过载，并检测 MOSFET 的最大电压应力。

如果钳位电路发热严重，应检测变压器的漏感，理想的漏感值应为一次侧电感的 1%~2%。否则，首先应设法降低漏感，这需要增强一次侧和二次侧绕组之间的耦合，方法是将两个绕

组绕得更紧密一些，使它们紧贴绝缘带。当输出功率超过 40W 时，变压器应采用交叉绕法或三明治绕法，通常要求一次绕组分成串联的两部分绕制，两部分的匝数相等，二次侧绕组夹在两部分的中间。一次侧绕组和二次侧绕组间不应有噪声屏蔽层，因为两个绕组的距离变远，漏感会不可避免地增加。两层间应用 3 层聚酯薄膜带进行绝缘，3 层就够了，无需更多层。应将绝缘带的厚度从 2mil 减至 1mil 甚至 1/2mil，这两种厚度是符合安全规程的，前提是绝缘带的绝缘耐压值满足要求。

如果其他方法不能降低钳位电路的损耗，应设法增加 $V_{CLAMP} - V_{OR}$，增加 V_{CLAMP} 或减小 V_{OR} 均可。为了提高 V_{CLAMP}，对于稳压二极管钳位电路，应增加稳压二极管的电压；对于 RCD 钳位电路，应增大电阻 R。在此过程中应确保开关承受的电压不超过其额定电压。为了降低 V_{OR}，需要降低匝数比 (因为 $V_{OR} = n \times V_O$)。注意反激变换器的占空比为

$$D = \frac{V_{OR}}{V_{IN} + V_{OR}}$$

也就是说，基于变压器的反激变换器可等效为基于电感的升降压变换器，区别是反激变换器的“输出电压”是 V_{OR}，而不是 V_O，因此减小 V_{OR} 使占空比降低。然而，开关处理的输入功率是相同的，因此如果波形的宽度减少，其高度必须增加，这意味着电感也必须增加。因此，降低 V_{OR} 可能最终使效率降低。所以对于大多数通用输入反激电源，V_{OR} 的最佳折衷值为 90~105V。

也许你没注意到，上面的描述中有一点令人困惑。减少 D 为什么会使电感电流增大呢？到目前为止，我们一直认为升降压或升压拓扑的电感电流等于 $I_O/(1-D)$，这表明电感电流随着 D 的增加而增加，而不是减少！那么，对于反激变换器是否情况有所不同呢？是的，因为 $I_L = I_{OR}/(1-D)$。但改变匝数比的同时也改变了 I_{OR}，这是因为 $I_{OR} = I_O/n$。因此降低匝数比 n，实际上使 I_{OR} 增加，所以 I_L 也会增加。当然，如果保持匝数比不变，反激变换器的工作方式将类似于升降压变换器或升压变换器，即电感电流随着 D 的增加而升高。

减小钳位电路损耗的最后一个手段是降低开关频率，因为钳位电路的损耗完全是一种开关损耗，所以损耗的大小与开关频率成正比。

10.4 改变频率

现在让我们密切注意开关和二极管，问题是效率的损失是由过大的交越 (开关) 损耗造成的，还是由通态损耗造成的？注意，从原理上讲，尽管二极管存在通态损耗，但没有电压–电流交越损耗，因为转换是由开关决定的，二极管两端不存在剩余的电压–电流重叠。另外，通态损耗与开关频率无关。但是本质上，开关 (交越) 损耗与频率有关，它与频率成正比。假设控制 IC 的开关频率可以设定，那么如果发现增加频率后效率明显降低，就能说明开关损耗过大。当然，如何判断开关损耗确实过大，有着一定的标准。还应将开关损耗独立出来以便对其进行更详细的研究。例如，一台两路输出的 AC-DC 电源输出电压为 12V 和 5V，在考查开关损耗时应将 12V 输出断开，因为在这类电源中，5V 二极管通常为肖特基二极管，它几乎没有与反向恢复电流有关的开关损耗，而普通的超快恢复二极管却有这种损耗。还有另外一些损耗与频率密切相关，如在变压器中，就有几种这类损耗，所以应监测变压器是否过

热，当然也要监测前面提到的钳位电路。与效率有关的试验总是进展缓慢且非常棘手，效率的提高通常是变换器不同位置效率改善的累积结果，不会因为某一处的改善使总的效率急剧提高。

10.5 分时原理

现在，我们要理解一条重要的原理，我称其为分时原理。为了理解这条原理，首先将其应用于 DC-DC 变换器中。随后我们将发现它对于任何降压变换器都非常适用，但却不适用于其他拓扑。在以下讨论中，将保持变换器的输出电压不变，否则相当于把毫不相干的事物拿来比较。例如，一台变换器输出为 5V/1A，总损耗为 0.5W，效率为 P_O/P_{IN}=5/5.5=91%；但是输出为 10V/1A 的变换器，其损耗更高，比方说为 0.7W，但实际上其效率更高 (10/10.7=93.5%)。尽管两个变换器的负载电流相同，但却变得令人迷惑。

分时原理从根本上解释了总通态损耗 (开关和二极管) 与输入电压，以及与比值 V_{SW}/V_D 的关系，其中 V_{SW} 和 V_D 分别为开关和二极管的压降。如果减少 D，且假设 $V_{SW} > V_D$(实际通常如此)，那么电流流过开关的时间将减少，总的通态损耗会降低，效率将增加。注意，对于所有拓扑，高的 D 对应着低输入电压，反之亦然。这说明输入电压高时，任何非同步变换器的效率都应提高。注意，如果开关为 MOSFET 而不是 BJT，其压降 V_{SW} 实际上为电流的函数 ($V_{SW} = I_L \times R_{ds}$，其中 I_L 是电感电流平均值)。因此当负载电流足够高时，情况与刚才一样，即 $V_{SW} > V_D$，且效率也随着输入电压的升高而增加。

再来看同步变换器，两个 MOSFET 分担一个周期的时间。其中一个 MOSFET 取代了相应的非同步式变换器中的二极管，因此称之为“同步 MOSFET”，而另一个称为“控制 MOSFET”。从原理上讲，同步 MOSFET(类似于原来的二极管) 不存在开关损耗，因为它的电压电流波形没有重叠，其开关速度不是主要考虑的因素，反而要求它的通态损耗越低越好，通常选用低 R_{ds} 的 MOSFET，因此其压降 (实际上即 V_D) 相当低。与此相反，控制 MOSFET 的开关损耗 (更高的开关速度) 应尽可能地低，因此其 R_{ds} 通常要高一些，其 V_{SW} 也较高。换句话说，情况类似于非同步式拓扑 ($V_{SW} > V_D$)，因此效率也是随着输入电压的升高而增加。唯一的区别是分时原理成为了两个 MOSFET 通态电阻 R_{ds} 的比较。

如果 $V_{SW} < V_D$，情况会怎样呢？实际上大多数商用反激式电源均为这种情况。但是要注意，为了进行正确的比较，应将二极管的压降折算至一次侧，为此应将二极管压降乘以匝数比 (参见*Switching Power Supply Design & Optimization*一书中的“equivalent Buck-Boost models of a Flyback”部分)。例如，匝数比为 20，二极管压降为 0.6V，在分时分析中，用来与 V_{SW} 比较的实际的 V_D 应为 0.6×20=12V，通常大于开关的 (平均) 压降。所以可以说，对于反激变换器，减少 D(增加输入电压) 将增大总通态损耗并使效率降低。但这当然不会发生，因为增加输入电压 (减少 D) 的同时，由于 $I_L = I_O/(1-D)$，电感电流将急剧下降，使总通态损耗显著降低，此时不能应用分时原理。因此，当增加输入电压时，效率总是会得到提高，而无论 $V_{SW} > V_D$ 还是 $V_{SW} < V_D$。也就是说，分时原理是理解降压变换器和同步降压变换器的有效工具，但却不适用于其他拓扑。

对于任何拓扑，在任何情况下，无论 V_{SW} 和 V_D 的关系如何，当输入电压升至足够高

时，开关损耗将占据主导地位，变换器的效率都将降低。

但是，减少开关的转换时间可以在很大程度上避免效率的降低。

10.6 正确理解降压变换器的效率曲线

根据分时原理，如降压变换器的 V_{SW} 接近于 V_D，通态损耗将不随着占空比或输入电压变化。但是，开关损耗却越来越严重，且效率随着输入电压的增加平滑地 (线性地) 降低，如图 10-7 所示的 $V_{SW} = V_D$ 的曲线。与之相关的例子是 LTC3835 的发布的效率曲线 (可从 www.linear.com 获取)，这是一种降压变换器控制器，但是在典型的应用电路板中，高端 MOSFET 和低端 MOSFET 选用了相同的型号。另一个例子是 MAX8506 的效率曲线，这是一种 Maxim 公司 (www.maxim-ic.com) 生产的同步降压开关 IC，其中两个 MOSFET 的 R_{ds} 几乎相等。

还有一些 IC 的 $V_{SW} < V_D$，例如 LTC1877。其效率与输入电压的关系曲线类似于图 10-7 中标为 $V_{SW} < V_D$ 的形状古怪的曲线，很明显，它证实了开关与二极管的压降之比十分奇特。

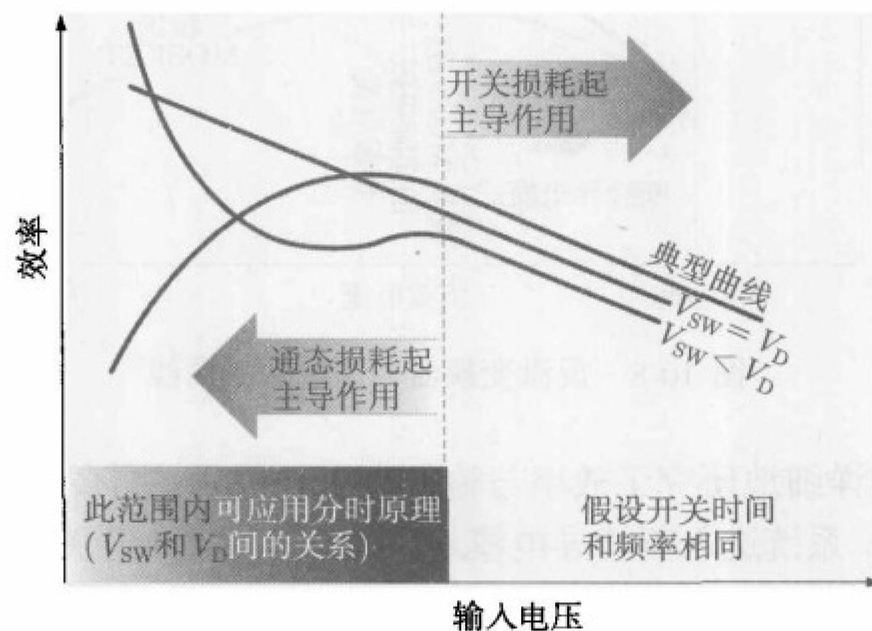


图 10-7 降压变换器效率曲线可能出现的变化规律

通用输入反激变换器的效率

通常，大多数通用输入反激变换器在输入电压低时 (90VAC) 效率最低，因为此时反激变换器的电流最高，通态损耗占主导地位。但是注意，开关损耗实际上是电压和电流的交叉乘积，因此在低输入电压时，开关损耗并不显著；而在高输入电压时，开关损耗通常将占据主导地位。据此可得出如图 10-8 上图所示的效率曲线。注意，在输入电压从 90VAC 增至 270VAC 的过程中，效率在中间某一点达到最大。尽管如此，270VAC 时的效率通常比 90VAC 时的效率高。

上述效率曲线只不过是典型的曲线。目前出现了超低 R_{ds} 的新型 MOSFET，如 Infineon AG 推出的 CoolMos。它们代表了技术进展的里程碑，我记得几年前的一次展示会上，即使是国际整流器公司 (International Rectifier) 的销售代表也对他们保持警惕。但是几乎与此同时，我的一位同事声称他刚刚用这种器件制作的反激式电源的效率在低输入电压时改善很

明显，但是高输入电压时的效率却比低输入电压时还要差 (如图 10-8 的上图所示)。我们第一次见到这种情况，显然在努力使 R_{ds} 减小的同时，这种器件的开关速度也显著降低。但这是很多年前的情况了，当时的 CoolMos 是第一代产品 (称为 S5)，目前，这种器件性能已十分出色。

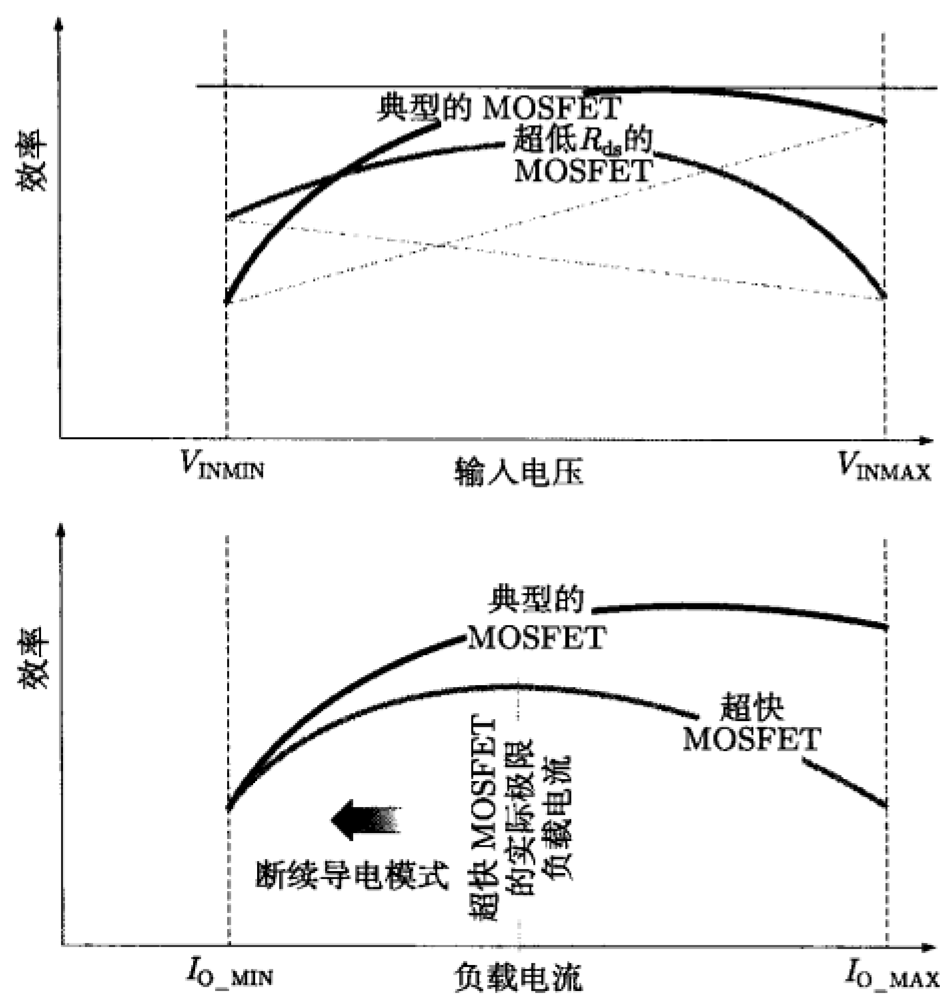


图 10-8 反激变换器典型的效率曲线

到目前为止，已经详细地研究了效率与输入电压的关系。那么，效率怎样随着负载电流变化呢？当负载很轻时，系统进入断续导电模式 (DCM)，此时，开关在电感电流为 0 时开通，使开通交越损耗为 0。但除了这一勉强的优点之外，由于开关电流的波形非常尖，其有效值相对更高一些，因此开关的通态损耗也相对高一些 (当然都是相对传输的有效功率而言)。这就是轻载时效率通常会下降的其中一个原因，参见图 10-8 的下图。另外一个原因是任何电路的电源电流都存在相对固定的分量，例如为 IC 的带隙基准源、比较器、误差放大器等提供偏置的电流。也许还有始终运行的时钟，以及一些外部元器件，例如分压器，它不停地拉出与负载无关的、大小不变的电流。所有这些消耗占传输功率的很大比例，因而效率在轻载时骤然下降。

有一个明显的事实——通常，效率在负载电流的额定最大值附近达到最大。实际上，大多数机械系统也是如此，例如，任何普通的汽车引擎 (没有过设计和欠设计) 在最大功率运行时效率最大。但是如果观察某些高压开关 IC 的效率曲线，例如 TOPswitch(可由 Power Integrations 公司的网站 www.powerint.com 获得)，将会发现它具有十分非典型的效率曲线，形状类似于图 10-8 下图中超快二极管的曲线。没错，可能很多人认为这类器件的速度超快 (至少它们的制造商这样认为)，但我个人认为它们与 CoolMos 相反，即 R_{ds} 超高！显然，它们的效率主要取决于通态损耗，并且效率随着负载电流的增加而不断降低。注意这类器件不

是根据实际传递的最大功率来定额的，而是根据非常简单的电气准则，即“负载多大时电流峰值达到限流阈值？”顺便提一句，限流阈值是根据器件的功能不再表现为一个开关 (甚至都不再是半导体) 的边界状态来确定的。在此边界状态，整个系列 IC 的漏源间压降为惊人的 18V(100°C 时)。因此，在这种情况下，不应再无止境地设法提高效率，也不应使用更大的散热片，而是确定当前器件的极限参数，并更换额定功率比所需功率更大的器件。换句话说，应忽视广告中宣传的最大额定功率，并关注实际的 R_{ds}，对于工程师来说，这样做是更为明智的。

从前面给出的各种效率曲线中，我们学会了一些有助于故障诊断的基本方法。因此，如果效率在高输入电压时迅速降低，很可能是由开关损耗造成的；如果效率在负载电流大时降低，原因多半在于通态损耗过高。诚然，我们会不停地在存货清单上搜寻完美的 MOSFET，但就像完美伴侣一样，实际上并不存在。如果选用了 R_{ds} 很低的 MOSFET，开关损耗必然会更高，反过来也是如此。最新一代的 CoolMos 声称鱼和熊掌可以兼得——它们具有业界最佳的 $R_{ds} \times Q_G$。所以我觉得有一件事很奇怪，即他们所有的低功率反激电源演示板似乎只是为 DCM 模式设计的，我想也许他们的应用工程师知道一些我所不知的事。

10.7 估计通态损耗与开关损耗之比

在理解了测量得到的效率曲线如何反映出功率级的通态损耗与 R_{ds}/V_{SW} 和二极管压降的关系之后，现在可以为这些损耗编号了。如果在效率曲线上选择与给定输出电压对应的任意两点，实际上能揭露出大量的变换器运行状态的信息，还可利用这些信息得到任意其他输出电压时的效率。在此过程中，还可以算出开关和二极管的总损耗中通态损耗和开关损耗各自所占的比例。

在图 10-9 中一组典型的效率曲线上选取 4 个点，并在图 10-10 中进行分析，分析的过程十分清楚。每一点的损耗均为开关通态损耗、二极管通态损耗以及开关损耗 (交越损耗) 之和。然后，解出方程的通解，并以 2593HV 的效率曲线为例 (见图 10-11)，应用上述分析。可以使用 Mathcad 工具箱来进行下面的计算 (或采用繁琐的手工计算) 来估算曲线上其他点的效率，并且估算出开关损耗占总损耗的百分比。可以看出，计算结果与测量结果非常吻合。实际上，如果知道效率曲线上任意两点的效率值，就能估算出在任意输出电压、任意输

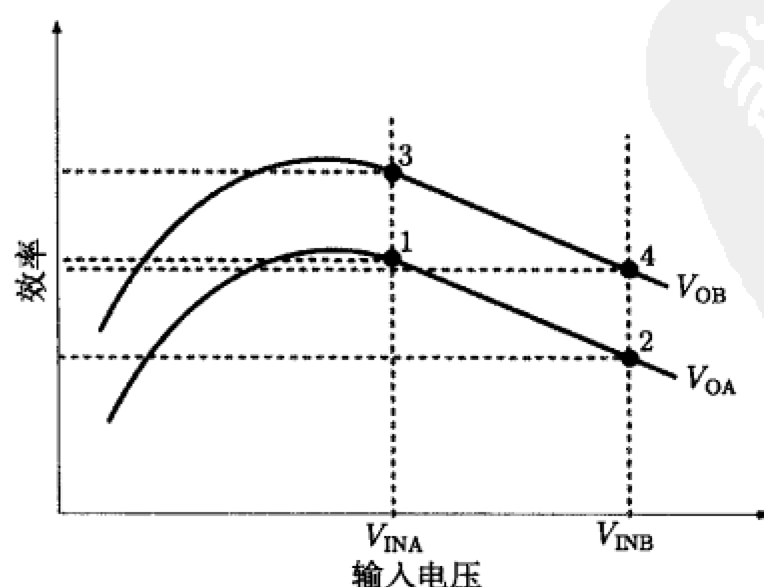


图 10-9 降压变换器典型效率曲线的分析 (第 1 部分)

入电压，甚至任意负载电流情况下整个效率曲线各点的取值，还能得出实际的开关压降以及转换时间。试一下吧，这能节约大量的实验时间 (但我不建议在评估时采用)。

可写出一般方程：

$$\mathrm{Loss}_1 = I_O \times V_{SW} \times D_1 + I_O \times V_D \times (1-D_1) + k \times I_O \times V_{INA}$$
$$\mathrm{Loss}_2 = I_O \times V_{SW} \times D_2 + I_O \times V_D \times (1-D_2) + k \times I_O \times V_{INB}$$
$$\mathrm{Loss}_3 = I_O \times V_{SW} \times D_3 + I_O \times V_D \times (1-D_3) + k \times I_O \times V_{INA}$$
$$\mathrm{Loss}_4 = I_O \times V_{SW} \times D_4 + I_O \times V_D \times (1-D_4) + k \times I_O \times V_{INB}$$

通常，
$k = t_{cross} \times f$，其中
t_{cross} 为电压和电流
的交越时间
(此处当做未知量)

其中，

$$D_1 = \frac{V_{OA}}{V_{INA}},\quad D_2 = \frac{V_{OA}}{V_{INB}},\quad D_3 = \frac{V_{OB}}{V_{INA}},\quad D_4 = \frac{V_{OB}}{V_{INB}}$$

将“Loss/I_O”记为“loss”，即单位负载电流的损耗，且“$V_{SW}-V_D$”记为“v”：

$$\mathrm{loss}_1 = V_{SW} \times D_1 + V_D \times (1-D_1) + k \times V_{INA}$$
$$\mathrm{loss}_1 = v \times D_1 + V_D + k \times V_{INA}$$
$$\mathrm{loss}_1 = v \times \frac{V_{OA}}{V_{INA}} + V_D + k \times V_{INA}$$
$$\mathrm{loss}_1 \times V_{INA} = v \times V_{OA} + V_D \times V_{INA} + k \times V_{INA}^2$$

根据定义：

$$Loss = \frac{1-\eta}{\eta} \times P_O$$
$$Loss = \frac{1-\eta}{\eta} \times V_O \times I_O$$
$$loss = \frac{1-\eta}{\eta} \times V_O$$

其中
“η”为效率

类似地，对于另外一个输入电压(在同一效率曲线上)：

$$\mathrm{loss}_2 \times V_{INB} = v \times V_{OA} + V_D \times V_{INB} + k \times V_{INB}^2$$

此时得到关于“loss_1”和“loss_2”的两个方程，以及两个未知数v和k，解方程，得

$$k = \frac{(\mathrm{loss}_1 \times V_{INA} - \mathrm{loss}_2 \times V_{INB}) - V_D(V_{INA} - V_{INB})}{V_{INA}^2 - V_{INB}^2} \qquad v = \frac{\mathrm{loss}_1 \times V_{INA} - V_D \times V_{INA} - k \times V_{INA}^2}{V_{OA}}$$

注意　$V_{SW} = v + V_D$
知道了 k 和 v，就能估计出曲线上任意点的效率(甚至输出电压不同)
参见147页用Mathcad工具箱得出结果的例子

图 10-10　降压变换器典型效率曲线的分析 (第 2 部分)

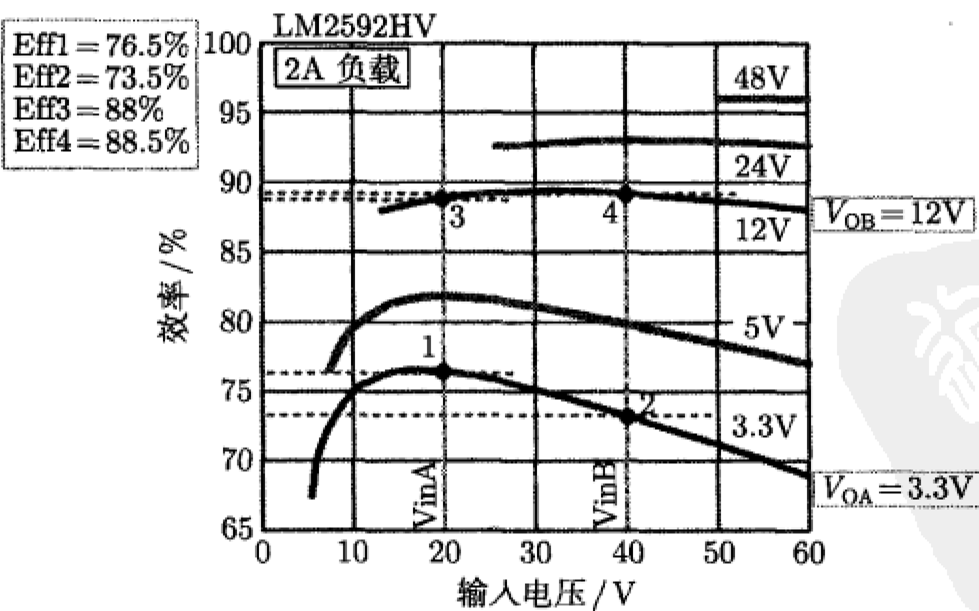


图 10-11　分析 2592HV 公布的效率曲线

相反，如果估算的结果与测量结果相差太多，应考虑以下几点。

a) 开关 IC 是否过热从而影响了开关压降？

b) 控制环路不稳定吗？

c) 驱动电压足够吗？

d) 开关压降 (或 R_{ds}) 与电压密切相关吗？

e) 其他元件的损耗是否更为显著？

f) 磁性元件或电容是否过热？

g) IC 是否进入不同的运行模式 (例如 DCM 或 PFM)？

等等，几乎要考虑到所有其他因素！

$$I_o := 2$$
$$V_D := 0.5$$
$$V_{INA} := 20$$
$$V_{INB} := 40$$
$$V_{OA} := 3.3$$
$$V_{OB} := 12$$

效率测量值

$$\text{Eff1} := 0.765$$
$$\text{Eff2} := 0.735$$
$$\text{Eff3} := 0.88$$
$$\text{Eff4} := 0.885$$

由于“loss”定义为 Loss/I_O，

$$\text{loss}_1 := \frac{1-\text{Eff1}}{\text{Eff1}} \cdot V_{OA}$$
$$\text{loss}_2 := \frac{1-\text{Eff2}}{\text{Eff2}} \cdot V_{OA}$$
$$\text{loss}_3 := \frac{1-\text{Eff3}}{\text{Eff3}} \cdot V_{OB}$$
$$\text{loss}_4 := \frac{1-\text{Eff4}}{\text{Eff4}} \cdot V_{OB}$$

$$k := \frac{(\text{loss}_1 \cdot V_{INA} - \text{loss}_2 \cdot V_{INB}) - V_D \cdot (V_{INA} - V_{INB})}{V_{INA}^2 - V_{INB}^2}$$

$$V_{SW} := \frac{\text{loss}_1 \cdot V_{INA} - V_D \cdot V_{INA} - \text{k} \cdot V_{INA}^2}{V_{OA}} + V_D$$

$V_{SW} = 1.864$ (开关压降)

用其估算任意点的效率

$$\text{D3} := \frac{V_{OB}}{V_{INA}}$$
$$\text{D4} := \frac{V_{OB}}{V_{INB}}$$

$$\text{loss}_{3_\text{CALCULATED}} := I_O \cdot V_{SW} \cdot \text{D3} + I_O \cdot V_O \cdot (1-\text{D3}) + \text{k} \cdot I_O \cdot V_{INA}$$

$$\text{loss}_{4_\text{CALCULATED}} := I_O \cdot V_{SW} \cdot \text{D4} + I_O \cdot V_D \cdot (1-\text{D4}) + \text{k} \cdot I_O \cdot V_{INB}$$

$$\mathrm{Eff}_{3_CALCULATED} := \frac{V_O B \cdot I_O}{\mathrm{loss}_{3_CALCULATED} + V_O B \cdot I_O}$$

$$\mathrm{Eff}_{4_CALCULATED} := \frac{V_O B \cdot I_O}{\mathrm{loss}_{4_CALCULATED} + V_O B \cdot I_O}$$

$$\mathrm{Eff}_{3_CALCULATED} = 0.882$$

$\mathrm{Eff3} = 0.88$ 测量值 (用于对比)

$$\mathrm{Eff}_{4_CALCULATED} = 0.89$$

$\mathrm{Eff4} = 0.885$ 测量值 (用于对比)

开关损耗的百分比

对于点 3，有

$$\frac{\mathrm{k} \cdot I_O \cdot V_{INA}}{\mathrm{loss}_{3_CALCULATED}} = 0.18$$

对于点 4，有

$$\frac{\mathrm{k} \cdot I_O \cdot V_{INB}}{\mathrm{loss}_{4_CALCULATED}} = 0.388$$

输入/输出电容以及磁性元件中的损耗

下面对如何得出电容及磁性元件的损耗进行简略研究。

首先给出一条重要提示：不要总是依靠直觉得出结论。例如，随着降压变换器输入电压的增加 (即减小 D)，峰值电流增加并且开关的电流波形变得更尖，如图 10-12 所示 (r 定义为 $\Delta I/I_L$)。我们会凭直觉认为开关电流、输入电容、输出电容电流的有效值都会增大，但由图 10-13 可知 (曲线编号的含义见表 10-1)，实际并非如此。例如，曲线 7 表示开关电流的有效值随着 D 的减小而减小，因为尽管电流波形更尖，但每个尖峰的宽度却变得更窄，因此开关电流的有效值随着输入电压的增加而减小。实际上，观察其余拓扑的开关电流有效值 (曲线 2)，可以肯定地得出以下结论：对于所有拓扑，增加输入电压均会使开关的通态损耗降低。而总效率的变化取决于以下几个因素。第一个是前面提到的分时原理，它提出了这样一个问题：“尽管开关通态损耗降低了，但是否可以肯定增加二极管的通态损耗不会将这一优势抵消呢？”除了二极管，其他元器件也会产生严重的损耗，需要对此进行检查。对于降压变换器，输入电容电流的有效值在 D=50%时达到最大，而输出电容电流的有效值 (曲线 12) 在 D 低的时候 (输入电压高) 急剧增加。这是否意味着必须要为输出电容的损耗而担忧呢？降压变换器的输出电容损耗占总损耗的比例非常小，因为流经电容的电流已经被电感平滑了。因此，随着 D 的降低，虽然输出电容损耗占总损耗的百分比增加，但一般来说，损耗的绝对值仍然可以忽略。当输入电压增加时，变压器的磁芯损耗 (铁损) 必然增加，因为这一损耗与 ΔI 的幅度有关，所以对于降压和升降压变换器，该损耗随着 D 的降低迅速增加，参见图 10-13 中的曲线 12。令人惊讶的是，升压变换器的磁芯损耗在 $D = 0.5$ 时 (或者在给定输入电压的范围内，D 接近 0.5 时) 最大，参见图 10-13 中的曲线 11，这一点也可以由图 10-12 得到证实。因此，如果升压或升降压变换器在高输入电压时效率下降得很严重，应

检查电感是否过热。可能要设法增加电感的大小，使 ΔI 降低，同时也降低了磁芯损耗。如果铜损过大，应减少变压器线圈的匝数。

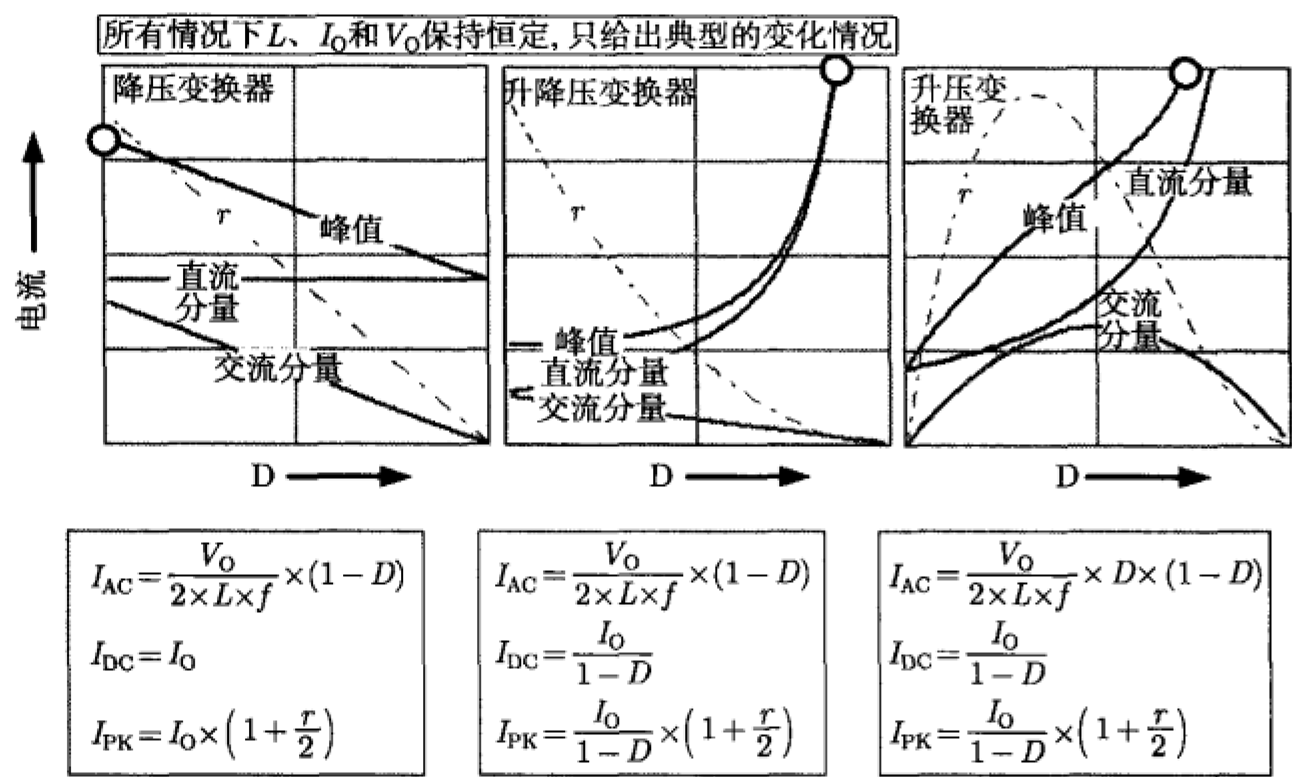


图 10-12 DC-DC 变换器电感电流各分量的变化情况

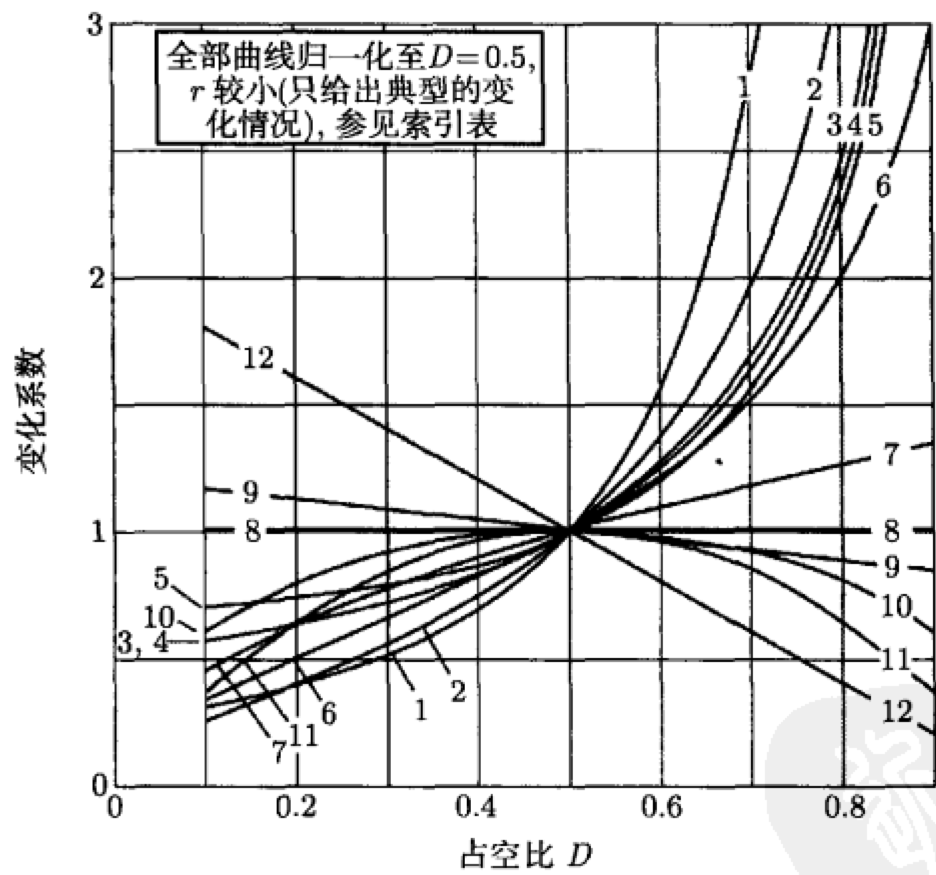


图 10-13 “蜘蛛形应力曲线簇”

表 10-1 “蜘蛛形应力曲线簇”的索引表

参 数	降压变换器	升压变换器	升降压变换器
电感电流波动	V_{IN_MAX}	V_{IN_50}	V_{IN_MAX}
$\Delta I/(2\times I_{AC})$	12	11	12
磁芯损耗	V_{IN_MAX}	V_{IN_50}	V_{IN_MAX}
电感能量/磁芯饱和	V_{IN_MAX}/V_{IN}	V_{IN_MIN}	V_{IN_MIN}
	8	1	1

(续)

参　　数	降压变换器	升压变换器	升降压变换器
电感电流平均值	V_{IN}	V_{IN_MIN}	V_{IN_MIN}
	8	3	3
电感电流有效值	V_{IN_MAX}/V_{IN}	V_{IN_MIN}	V_{IN_MIN}
	8	3	3
铜损/电感温度	V_{IN_MAX}/V_{IN}	V_{IN_MIN}	V_{IN_MIN}
输入电容电流有效值	V_{IN_50}	V_{IN_50}	V_{IN_MIN}
	10	11	6
输入电压纹波	V_{IN_MAX}/V_{IN}	V_{IN_MAX}	V_{IN_MIN}
	8	12	3
输出电容电流有效值	V_{IN_MAX}	V_{IN_MIN}	V_{IN_MIN}
	12	6	6
输出电压纹波	V_{IN_MAX}	V_{IN_MIN}	V_{IN_MIN}
	12	3	3
开关电流有效值	V_{IN_MIN}	V_{IN_MIN}	V_{IN_MIN}
	7	2	2
开关电流平均值	V_{IN_MIN}	V_{IN_MIN}	V_{IN_MIN}
开关/二极管/电感电流峰值	V_{IN_MAX}	V_{IN_MIN}	V_{IN_MIN}
	9	4	5
二极管电流平均值	V_{IN_MAX}	V_{IN}	V_{IN}
	12	8	8
二极管温度	V_{IN_MAX}	V_{IN}	V_{IN}
	12	8	8
最恶劣情况时的效率（一般情况下）	V_{IN_MAX}	V_{IN_MIN}	V_{IN_MIN}

表格中的数字与“蜘蛛形应力曲线簇”中的曲线相对应

V_{IN} 表示输入电压为任意值

V_{IN_50} 表示 $D=0.5$ 时对应的输入电压



第11章　磁性元件、电磁干扰和噪声

11.1　愿望

几年前，一位来自于一家著名美国 OEM 公司的高级工程师参观了我们在新加坡的公司，目的是考察我们是否有资格成为他们的生产商。他的雇主与另一家公司有业务往来，这家公司直到现在仍与我们是合作伙伴，这是两家大型企业，他们曾合作进行加油站项目的研究，这项研究虽然规模不大，但却引人注目。这位工程师提出了一条奇怪的要求——制作一台噪声最小的 65W 反激电源。

如何实现呢？噪声和纹波的标准测量方法如图 11-1 所示，连接电源和负载 (图中为带有大功率电阻的电路板) 的是相当长的电缆束。由于电源没有外壳，电缆靠近电源的部分将拾取大量的由电源产生的噪声 (通过辐射和传导)，并且因为示波器探头接在负载端，所以几乎总是应在测量点使用 0.1μF 的圆片陶瓷电容 (实际系统也是如此)。

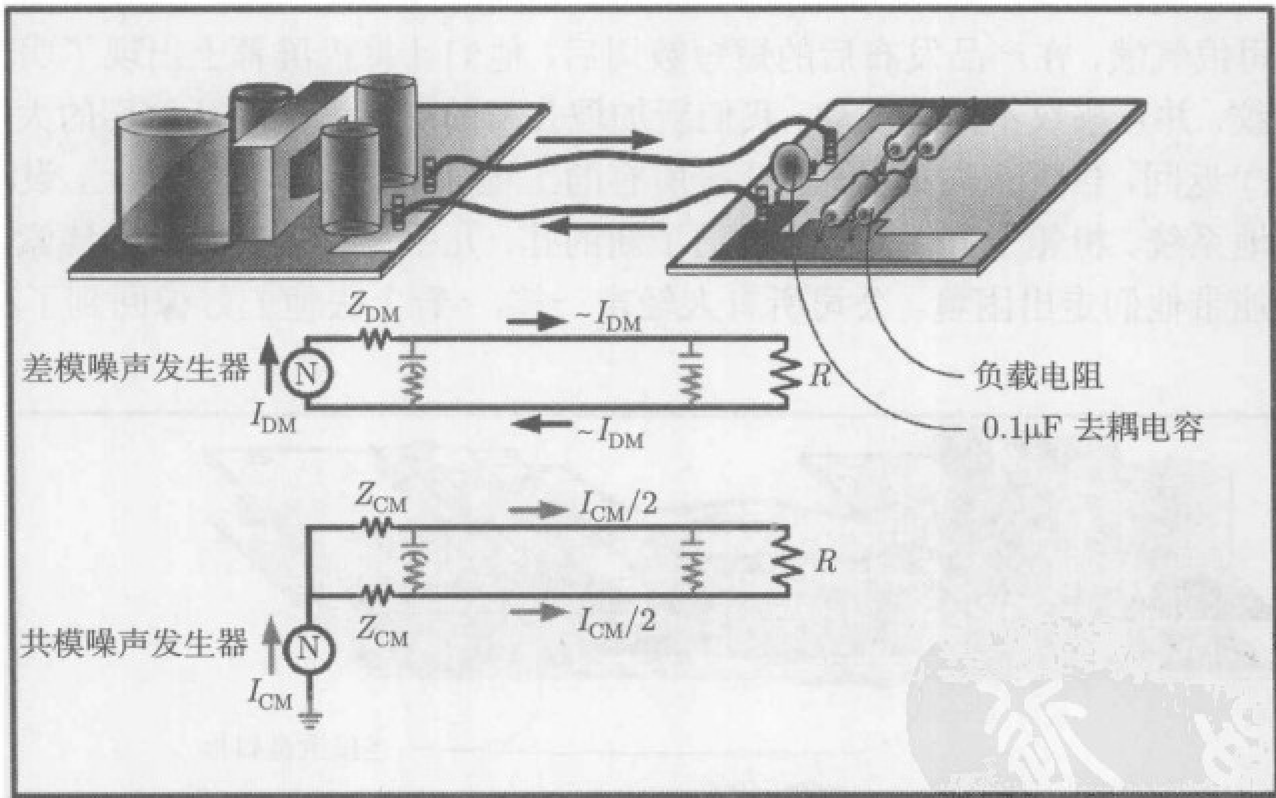


图 11-1　测量 AC-DC 电源噪声和纹波的一种方法

我提到 “几乎” 二字，因为来访的工程师让我们面临一个有趣的挑战。他提出的要求是，变换器 5V 输出噪声和纹波的最大值为 ±50mV，用带宽为 100MHz 的模拟示波器 (带自动光标，其噪声在屏幕上观察不到) 进行测量，但是不能使用 0.1μF 电容。我不明白他到底是怎么想的。

被你猜中了，我被指派为实现这一要求的电源设计工程师，当时我担心会因此丢了工作，但我最终在一个月后有了好运气。我穿着新买的礼服，把设计好的电源交到他的手中。

他开始对此表示怀疑，但当他最终明白过来后，他发了一封 Email 给我的老板："这台反激式电源噪声小得不可思议，你们公司究竟是如何制作的？" 当然，他正处在困惑之中，因为他制作的任何电源都不具备这么高的标准。并且正如我所料，他确实没做过这样的电源，至少没有采用与我完全相同的方法。我的公司认识到我发现了他们可以利用的非常有用的窍门，其中的某些知识在公司为这家 OEM 制作下一台电源样机时可以派上用场。但公司没有采用我的公认为奇特的变压器设计方案 (他们认为 "不易生产") 以及 RCD 钳位电路 ("没有必要")。但我不是一个轻易放弃的人，我将在稍后讨论这两点。现在，我只想将你的注意力转移到最后一个恼人的问题上来，那就是关于 EMI 的最基本的经验。

经过 20 天的试验，问题依然存在，使用如图 11-1 所示的方法能够轻易地满足要求 (按照要求，没有使用圆片陶瓷电容)，但使用图 11-2 的方法却不行 (仍然不使用 0.1μF 电容)。两种方法有什么区别？在图 11-2 中，唯一的不同是电源和负载下方的厚金属板，它的作用是模拟用户最终的使用环境，即电源和系统板均放置在大的金属外壳中 (机箱)。电源 (二次侧的地) 和系统板的接地层通过金属支座接到金属板上，如图所示，当然我仍对这样做的有效性表示质疑。输出电缆的电阻压降会形成大的接地环路，机箱中会流过环流从而产生辐射。目前普遍采用的方法是：首先将电源所有的输出电缆引至系统板，并且只在这一点将所有电缆截至机箱地，如图 11-3 所示。但当时在新加坡，我们仍然采用图 11-2 的方法测量噪声和谐波 (直到这位有趣的家伙出现之前，一直使用 0.1μF 电容)。实际上我们正是用该方法进行标准 CISPR22 传导发射和辐射发射测试的。但是我记得这种方法最终使我们的第一家 OEM 公司很气愤，在产品发布后的短短数周后，他们计算机屏幕上出现了明显的不可思议的黑色条纹，并且条纹不停地波动。我们新加坡公司的所有人刚刚从他们的大型工业企业 (也在新加坡) 返回，告诉我们说，他们几乎所有的工程师都趴在车间的地上，设法修复计算机机箱的接地系统。机箱上开了新的槽，钻了新的孔，几乎没有解决问题的线索，只是期望最终的结果能带他们走出困境。公司所有人轻声一笑，"看上去他们好像回到了在加油站的

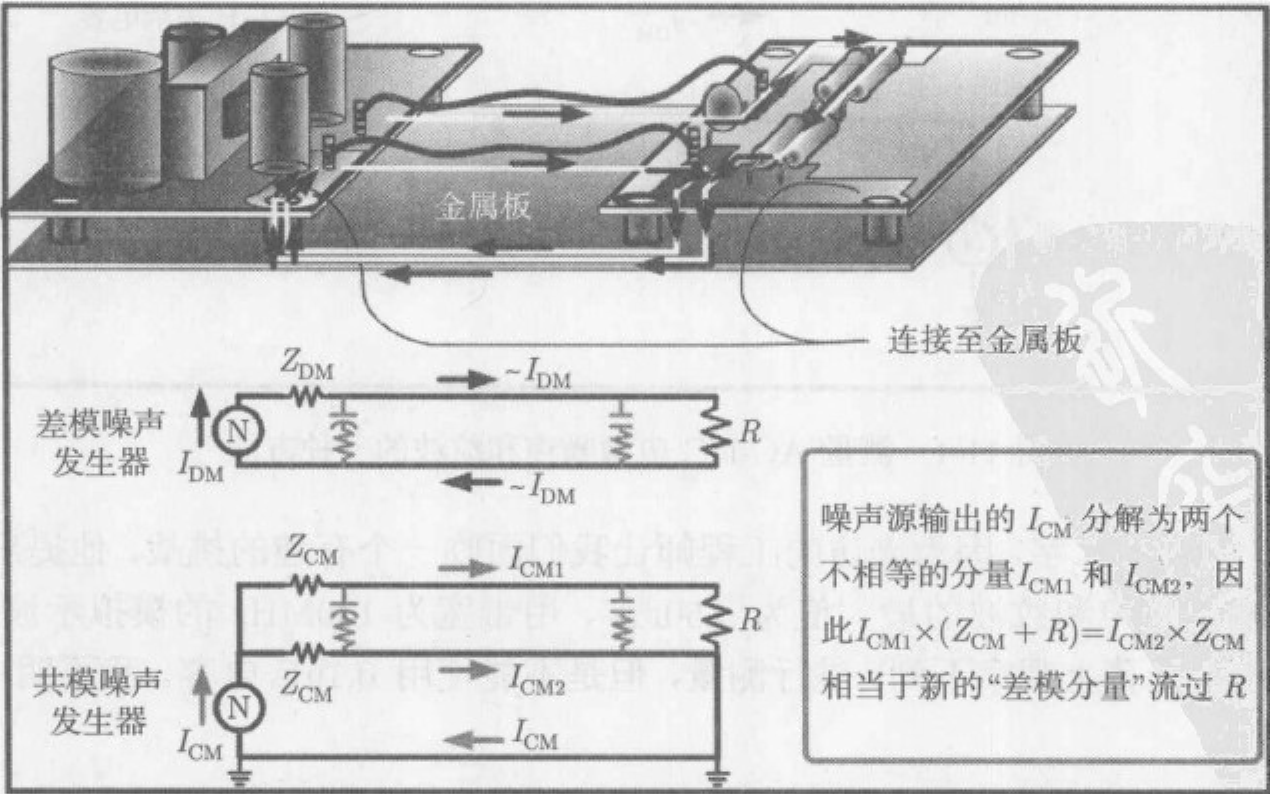


图 11-2　测量 AC-DC 电源噪声和纹波的更好方法 (但不是最好)

美好日子”。随着信心日益减少，他已经开始寻找另一家大客户了，这正是那位高级工程师出现在我们办公室的原因。

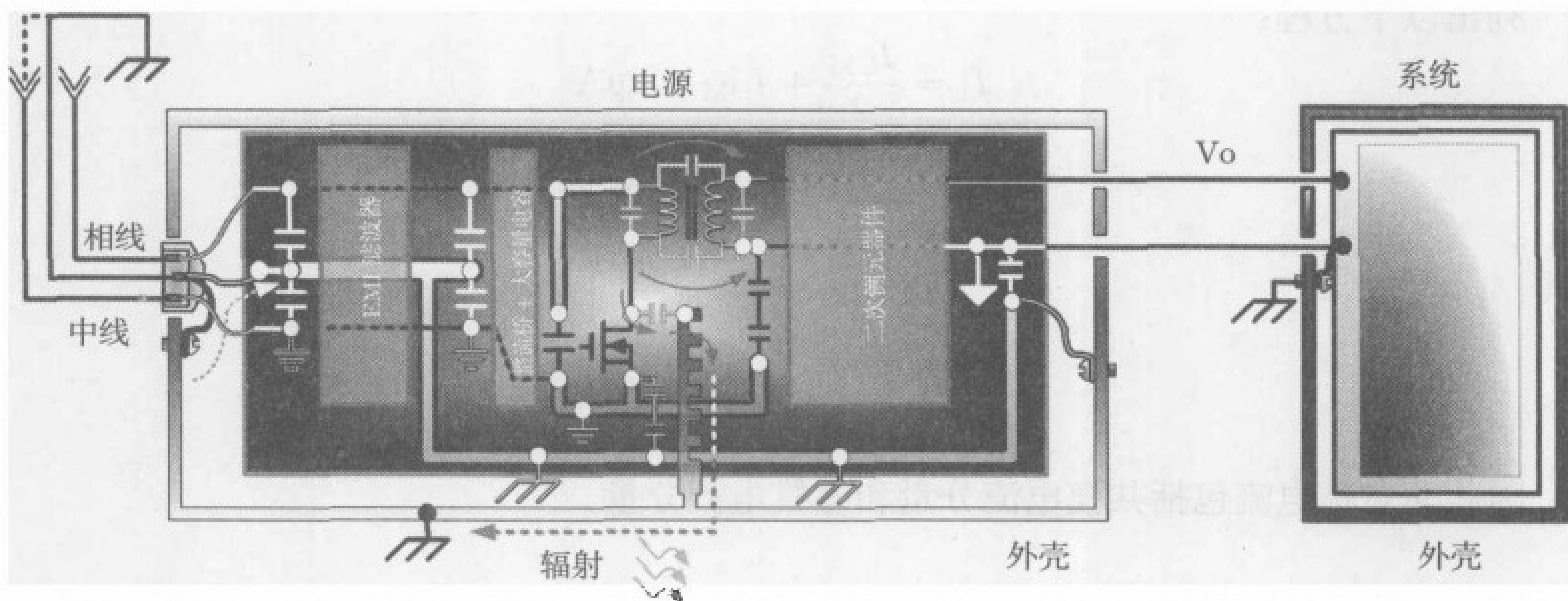


图 11-3 AC-DC 电源的典型连接方式

可能你一直认为图 11-2 中的金属板应该能起到某种帮助作用，可能你认为它是接地屏蔽，但实际并非如此，它起的是几乎相反的作用。从图 11-1 开始分析，差模 (DM) 噪声发生器输出电流 I_{DM}，假定输出电容几乎不起滤除该噪声的作用，那么几乎全部的差模电流从输出电源电缆流出并从返回电缆流回。此外还有一个共模 (CM) 噪声发生器，但它并不能产生直接流进输出电缆的噪声电流，原因很简单，共模电流需要将机箱的地作为返回通路，但在此图中机箱地并不存在。但在图 11-2 中，情况有所不同，共模电流可以毫无阻碍地流动。你可能认为输出纹波的测量只与*差模*信号有关，差模噪声也是经常被示波器探头检测到的噪声，那么为什么共模噪声也会影响 (差模) 噪声和纹波的测量呢？很不幸，此时负载是不平衡的，电源两个端子与地之间的阻抗不相等 (忽略陶瓷电容)，一端直接接至机箱地，而另一端通过负载电阻接地。因此噪声发生器产生的共模电流 I_{CM} 被分为不相等的两部分，大小与阻抗成反比。但是根据定义，共模噪声发生器之所以称之为共模，正是因为它在电源及返回路径中产生相等的电流。因此，实际上，因阻抗不相等产生的非对称电流使共模噪声转变为差模噪声，从而能够被示波器检测到！

下面通过两个例子给出数学推导方法。

例 假设测得一根导线有从右向左流动的 2μA 电流，而在另一根导线中测得从左向右流动的 5μA 电流，机箱地中的电流未知。求电流的共模和差模分量。

可写出以下两个方程：

$$I_1 = \frac{I_{\mathrm{CM}}}{2} + I_{\mathrm{DM}} = 2\mu\mathrm{A}$$

$$I_2 = \frac{I_{\mathrm{CM}}}{2} - I_{\mathrm{DM}} = -5\mu\mathrm{A}$$

解得

$$I_{\mathrm{CM}} = -3\mu\mathrm{A}$$

$$I_{\mathrm{DM}} = 3.5\mu\mathrm{A}$$

这意味着机箱地中有 3μA 的电流，在两根导线上有流入和流出的 3.5μA 电流。

例　假设测得一根导线有从右向左流动的 2μA 电流，而另一根导线中没有电流。求电流的共模和差模分量。

列出以下方程：

$$I_1 = \frac{I_{\mathrm{CM}}}{2} + I_{\mathrm{DM}} = 2\mu\mathrm{A}$$

$$I_2 = \frac{I_{\mathrm{CM}}}{2} - I_{\mathrm{DM}} = 0\mu\mathrm{A}$$

解得

$$I_{\mathrm{CM}} = 2\mu\mathrm{A}$$

$$I_{\mathrm{DM}} = 1\mu\mathrm{A}$$

因此非对称电流包括共模电流分量和差模电流分量。

11.2　改变处理 EMI 问题的方式

减小图 11-1 和图 11-2 区别的方法是将输出电缆紧紧拧在一起 (见图 11-4 的上图)，这是我们从前期项目中获取的经验。将长的信号载线拧在一起是一种众所周知的减小从周围空间拾取差模噪声的方法，因为电缆间的容性耦合增加，使前向电缆和返回电缆拾取的噪声相等 (因此差分噪声很小)。然而在本例中，将电缆拧在一起对降低以传导方式进入电缆的噪声 (来自于电源内部) 几乎不起作用，但通过重新平衡电缆拾取的噪声 (通过辐射) 可以明显降低噪声中转换为差模噪声 (由阻抗不相等引起) 的分量。EMI 有时像是一种魔法，别相信所谓的专家，因为在这一领域中，几乎没有真正的专家。实际上，EMI 属于功率变换领域，在这一领域，你不应羞于承认你采取了针对性的故障诊断方法。如果我说我知道所有的相关方程，并且辅以 MathCAD 数据表，那么我在说谎，这些都是骗人的鬼话，我只是竭尽所能地使系统正常运行。我的灵感与我遭受的失败一样多，但我认为这些失败完全不值一提。

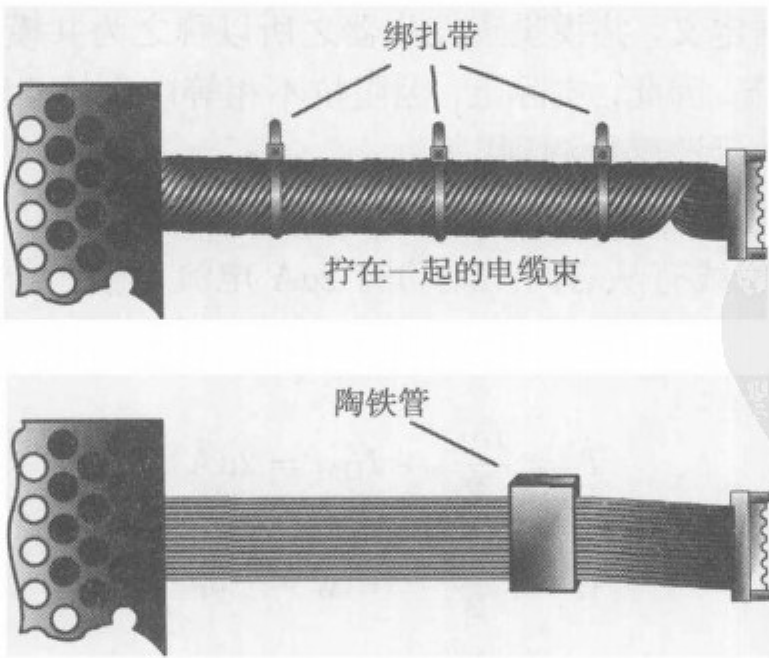


图 11-4　使输出电缆的噪声最小

对于降低 EMI，我们都有类似的经验，即使用陶铁管，如图 11-4 的下图所示。但陶铁管的主要作用是增加两条电缆的阻抗，使电源的传导发射共模噪声降低。专门为抑制 EMI 生

产的陶铁管在噪声频率时还会呈现出很高的交流电阻，因此不仅能阻止噪声的传递，还能消耗相应的能量。然而，与将电缆拧在一起并使用绑扎带的方法相比，使用陶铁管的成本太高了，而前者已经在为第一家 OEM 生产的产品中大量采用。但你应记住，这种方法来源于我们的孟买工厂，那里的工资水平非常低 (而且湿度很大——简直是一家血汗工厂)。另外，如果你认为陶铁管更适合你的生产环境，那么应将其放置在尽可能接近负载的位置，这样它才能对整个电缆拾取的噪声起作用。

低噪声的变压器绕线技术

图 11-5 给出了两种低噪声的绕线技术，可应用于典型的反激变换器变压器中。对比右边的原理图和左边的等效绕组图，虽然在下面的讨论中没有明确讨论分裂绕组，但可将同一原理推广至分裂绕组。由图 11-5 可以看出以下几点。

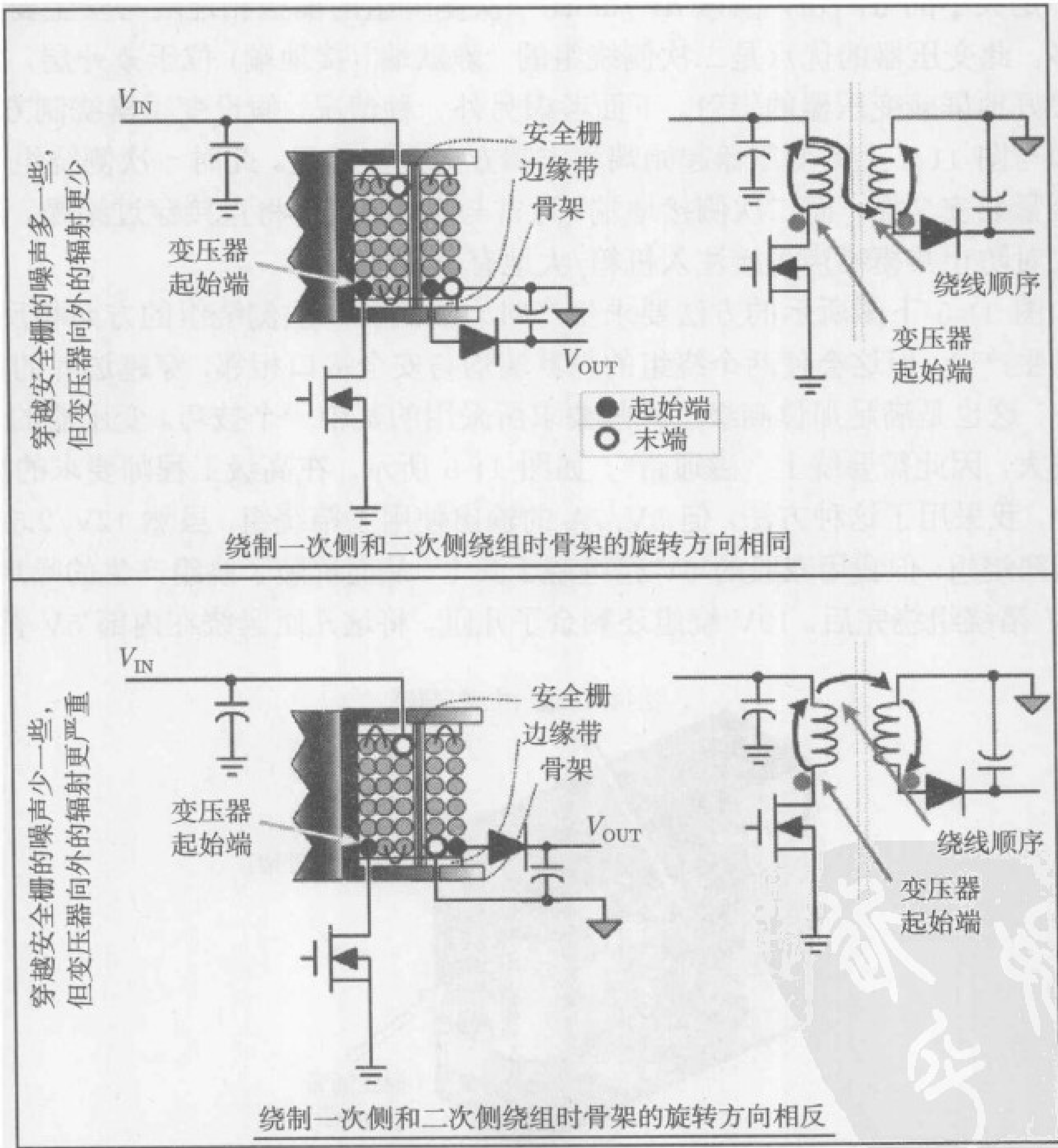


图 11-5 反激变换器变压器的两种低噪声绕线技术

- 由于 MOSFET 的漏极电压是波动的，最好将与之相连的一次侧绕组埋得尽可能地深，也就是说，应将其绕为骨架上的第一层，这样外层可屏蔽内层发射的电磁场。毫无疑问，绕组与漏极相连的一端不应与“安全栅”(三层聚酯带) 靠得太近，因为

注入的噪声电流与寄生电容 (由绝缘带两侧的绕组形成) 两个“极板”间净 dV/dt 成正比。由于不太可能过多地减小寄生电容 (不会反过来影响漏感)，所以只能设法减小分界处寄生电容的 dV/dt，方法是尽可能将“静默层”布置在绝缘带的两侧。

■ 对比图 11-5 的左上图和右上图，其中还标出了绕组的“开始”端和“结束”端，所有的起始端在原理图中用点来表示。注意在典型的生产流程中，绕线机始终朝骨架的同一方向绕线，每一层和每个绕组都是连续分布的。这使**全部绕组的起始端在磁上是等效的**，因此可在原理图中用点来表示起始端，也可以用没有点的端表示 (没有本质区别)。如果某一带点的末端电压升高，其他带点端的电压都将随之升高 (相对于另一端)。**根据物理上的相邻性，每个绕组的同名端与下一绕组的异名端相连。**这意味着对于图 11-5 上图中的反激变换器变压器而言，二次侧绕组与二极管连接的末端**必须紧邻安全栅** (也称为“安全接口”或“绝缘边界”)，因此安全栅两端将有一定大小的 dV/dt，但该 dV/dt 比一次侧绕组的漏极相连端与安全栅相邻时小得多。此变压器的优点是二次侧绕组的“静默端”(接地端) 位于**最外层**，它本身就能很好地屏蔽变压器的辐射。下面考虑另外一种情况，假设变压器绕制方向“错误”，即与图 11-5 上图变压器起始端和末端方向**完全**相反。此时一次侧绕组与漏极相连端紧邻安全栅，而二次侧接地端 (通常与机箱相连) 将直接穿过绝缘。这种绕线方式对防止共模噪声直接注入机箱/大地有一定作用。

■ 如图 11-5 下图所示的方法要求生产时一次侧和二次侧绕组的方向相反 (因此“不易生产”)，但这会使两个绕组的静默端均与安全接口相邻，穿越边界的共模噪声极小，这也是满足那位高级工程师要求所采用的其中一个技巧。变压器的外部噪声比较大，因此需要绕上“磁通带”，如图 11-6 所示。在高级工程师要求的反激变换器中，我采用了这种方法，但 5V/7A 的输出使用了箔绕组，虽然 12V/2.5A 输出未使用箔绕组，但我用双股的 5V 箔缠绕于其上，从而屏蔽了绕组产生的噪声。显然，在 5V 箔绕组绕完后，12V 绕组还剩余了几匝，将这几匝紧绕在内部 5V 箔上即可。

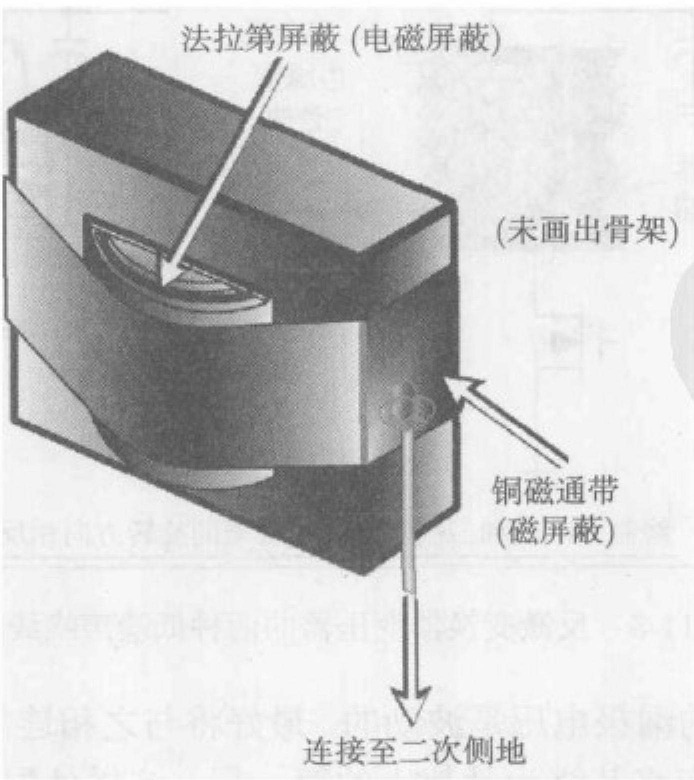


图 11-6　用磁通带抑制变压器的辐射噪声

- 当时我采用的另一个技巧是将一次侧的 IC 供电绕组作为法拉第屏蔽，如图 11-7 所示。绕组的两端均交流耦合至一次侧地，使一次侧主绕组发射的容性噪声减小，因此传导至二次侧的共模噪声大大减少。这一技巧应用至图 11-5 上图中，但也很容易在下图中应用。使用常规法拉第屏蔽的缺点是漏感大大增加，从而降低了效率。所以我们在反激变换器变压器的内部从不使用任何常规的屏蔽，但总是使用磁通带。

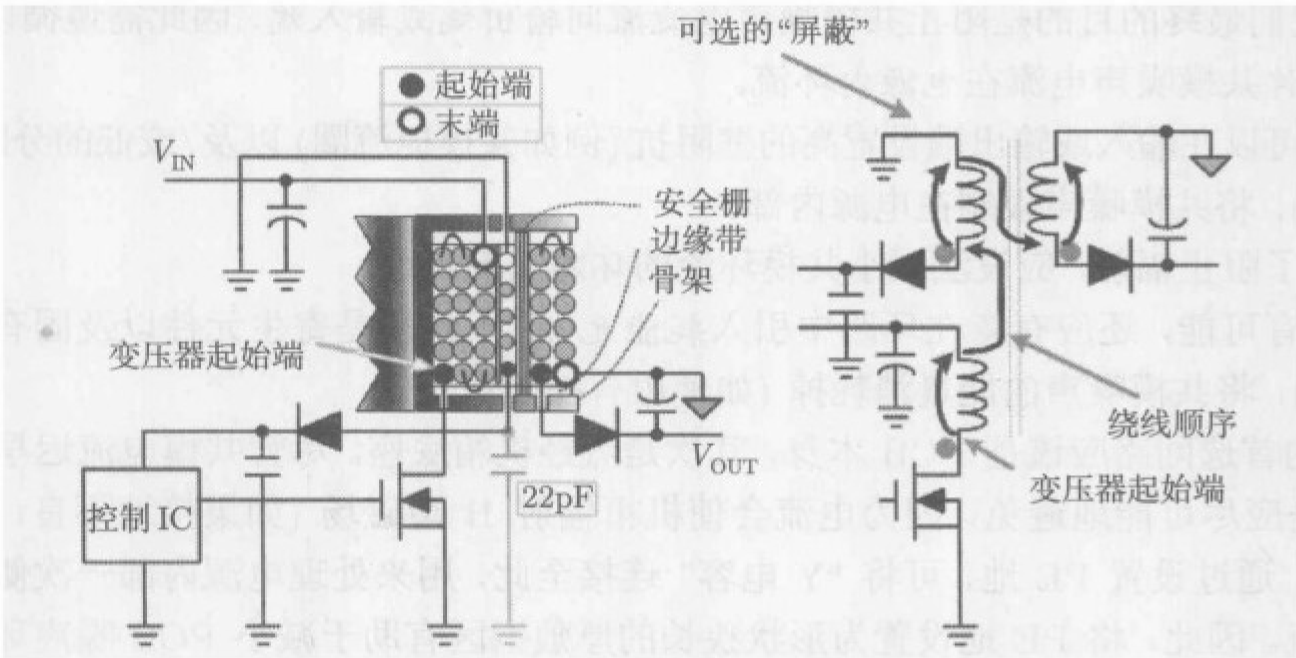


图 11-7　使用一次侧辅助绕组作为法拉第屏蔽

11.3　钳位电路的位置同样能影响噪声

为了使输出噪声最后再降低几毫伏，在不屈不挠的努力中，经过反复试验，我发现 RCD 钳位电路的位置会使结果有很大不同。图 11-8 给出了两种可能，大多数人偏爱左图的方案，因为损耗较小，但右图的方法却使噪声最小。然而，连续几年我一直没弄明白原因，目前最合理的猜测是与二极管的反向恢复电流有关，在二极管停止导电后的短暂瞬间，该电流反向流经二极管。两种方案的区别未必与反向恢复电流的大小有关，而是在于电流的路径。从图 11-8 可以看出，如果 RCD 钳位电路以地为参考，则电流的路径要短得多；而另一种情况电流的环路相当长，使发射的噪声增加。

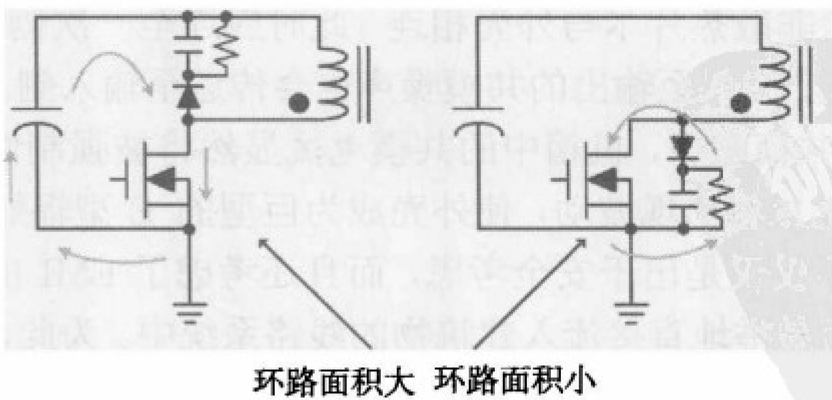


图 11-8　RCD 钳位电路的位置也会影响噪声

11.4　EMI 故障诊断备忘录

下面将焦点集中在如图 11-3 所示电源的各个部分，并例举出一系列注意事项，假设使

用单面板。

在布局时，一次侧应设置厚的敷铜区，并且应十分接近二次侧，该敷铜区作为 PCB 级的底板地 (以后称其为 “PE 地”，PE 表示保护接地 (protective earth))。设置敷铜区的原因是共模噪声产生于电源*内部*，而噪声源本质上为电流源，因而加入壁阻抗无助于降低噪声，应为其提供*流动的路径*。否则，类似于普通电感的电流，噪声电流将在壁阻抗上产生电压并继续流动。我们最终的目的是阻止共模噪声电流流向*输出端或输入端*，因此需遵循以下几点。

a) *允许*共模噪声电流在*电源内*环流。

b) 也可以在输入或输出端设置高的壁阻抗 (例如共模扼流圈) 以及/或低的分路阻抗 (电容)，将共模噪声限制在电源内部。

c) 为了阻止辐射，应设法减小共模环流的*环路面积*。

d) 若有可能，还应有意在环路中引入*耗能元件* (不仅仅是寄生元件以及固有的交流电阻)，将共模噪声的能量消耗掉 (如使用有损磁珠)。

环流的首选回路应该是 PCB 本身，其次是流经机箱底座。尽管共模电流迟早会流经机箱，但还是应尽可能地避免，因为电流会使机箱辐射 H 型磁场 (如果接地不良，还会产生 E 型磁场)。通过设置 PE 地，可将 “Y 电容” 连接至此，用来处理电源内部一次侧及二次侧的噪声环流。因此，将 PE 地设置为形状狭长的厚敷铜区有助于减小 PCB 噪声环流的环路面积。

Y 电容应放置在 PCB 的什么位置呢？当然，EMI 滤波器是必需的，它由差模滤波器和共模滤波器两部分构成，如图 11-9 所示。有时共模扼流圈的漏感足以成为差模扼流圈，因此不能使用独立的差模扼流圈。在任何这种输入 EMI 滤波器的共模部分都能发现 Y 电容，它们对称地连接至 PE 地 (将地标为 “E”)。然而许多工程师只是把这种输入 EMI 滤波器接上，然后就认为工作已经完成了，多少会起作用。他们忘了*清洁共模噪声电流的整个流通路径*。输入 EMI 滤波器的 Y 电容仅仅是闭合回路的一小部分。另外，与模拟或混合信号的应用不同，开关电源中的共模噪声不是由某些与 PE 地连接的漏磁路径产生的，而是来自开关动作过程中通过寄生电容注入的噪声 (根据公式 $I = C\mathrm{d}V/\mathrm{d}t$)。开关之后是电感，电感能使共模噪声电流增大。

大部分共模噪声由变压器的寄生电容注入到输出端，还有一部分噪声通过开关的散热片注入至机箱，当然除非散热片*不*与外壳相连 (此时应连至一次侧地)。由于二次侧的地最终连接至接了地的外壳，注入至输出的共模噪声也会传递至输入侧。注意，如果通过使机箱浮动 (不接地) 来抑制共模噪声，机箱中的共模*电流*显然将被强制性地抑制 (以及相应的 H 型磁场)，此时外壳的*电压*将出现波动，使外壳成为巨型的 E 型辐射天线。因此将外壳连接至交流输入的接地端不仅仅是出于安全考虑，而且还考虑了 EMI 的抑制。很不幸，外壳接地后也使共模噪声轻而易举地直接流入建筑物的线路系统中。为此，有人使用了 “接地扼流圈”，这是一种小型铁氧体或铁粉环状线圈，接在交流输入的地端子与 PCB 的 PE 地走线之间。然而，人们已经了解到这种扼流圈会引起严重的系统问题和不平衡，甚至在输入出现浪涌时引发故障，因此应尽可能不使用它。除此之外，尽管输入端的共模*传导*噪声似乎被接地扼流圈抑制住，但代价是它产生的*辐射*发射。你无法做到两全其美，不要使用接地扼流圈。

现在把目光集中在如图 11-3 所示电源的特定区域，并给出一些建议。

建议 1 (参见图 11-10)　为了避免共模噪声流入电缆构成的环路中，应在二次侧地和

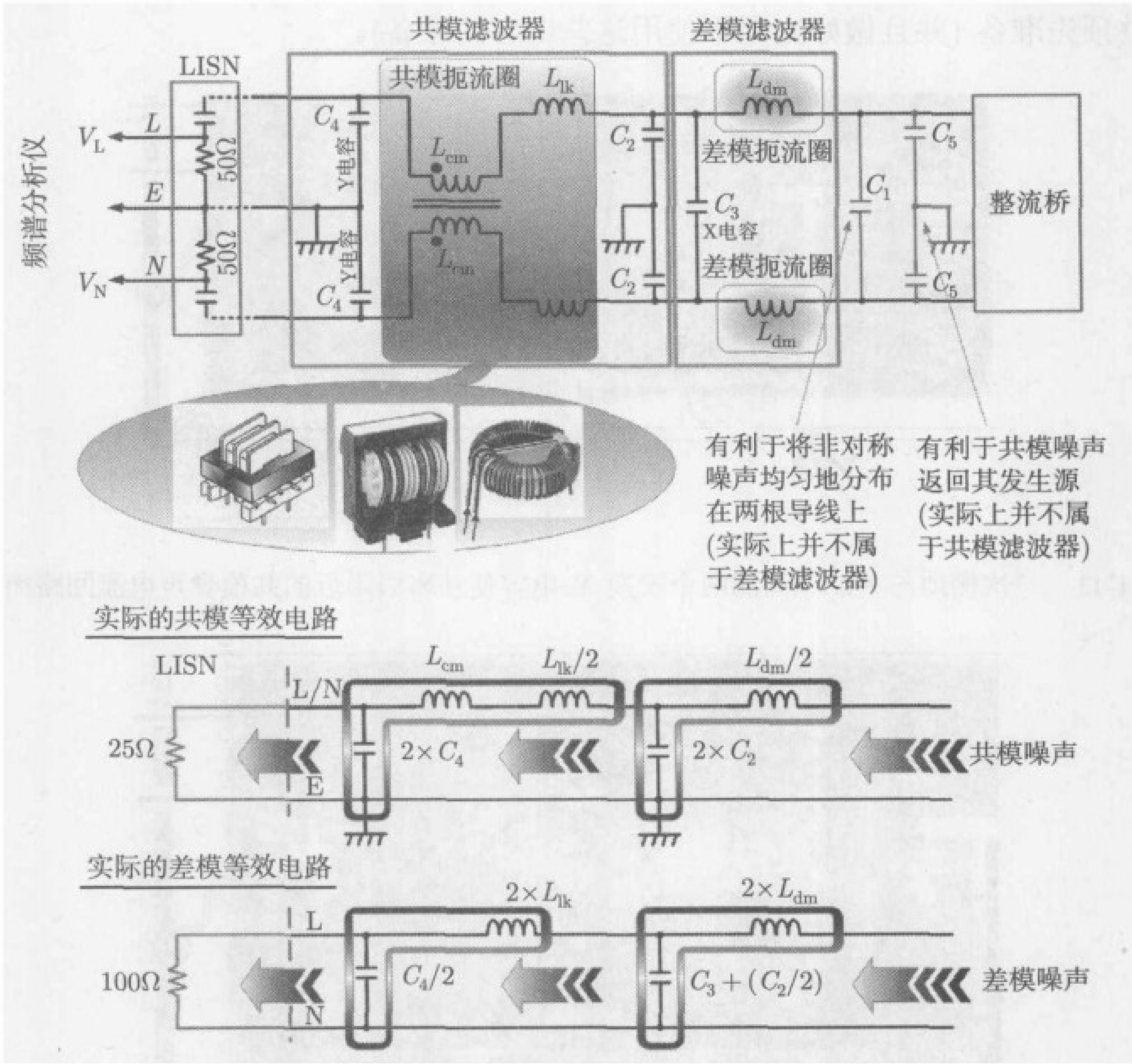


图 11-9 标准的输入 EMI 滤波器

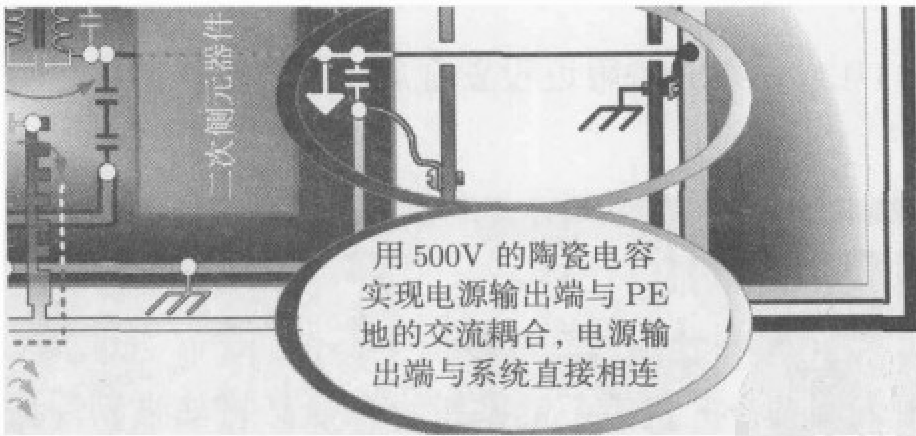


图 11-10 使用任意类型的 0.1μF 圆片陶瓷电容实现电源输出端二次侧地与 PE 地间的交流耦合

PE 地间接入小型圆片陶瓷电容，该电容不必为安规 Y 电容。

建议 2 (参见图 11-11) 在 PE 接地区和一次侧地间接入两个安规 Y 电容，使其他 Y 电容产生的噪声流回 PE 地走线。

建议 3 (参见图 11-12) 常用于商用电源的 EMI 技巧是在一次侧和二次侧地之间接两个安规 Y 电容。有人建议将电容放置在更好的位置，即高压直流走线与二次侧地之间，但有时这些 Y 电容只会使事情变糟。其效果取决于绝缘边界两侧的一次侧和二次侧绕组的哪两端相互邻近，并且使两侧产生容性耦合。这需要反复试验才能确定，所以应为不同的安装

方案提供预先准备 (并且做好完全不使用这些电容的准备)。

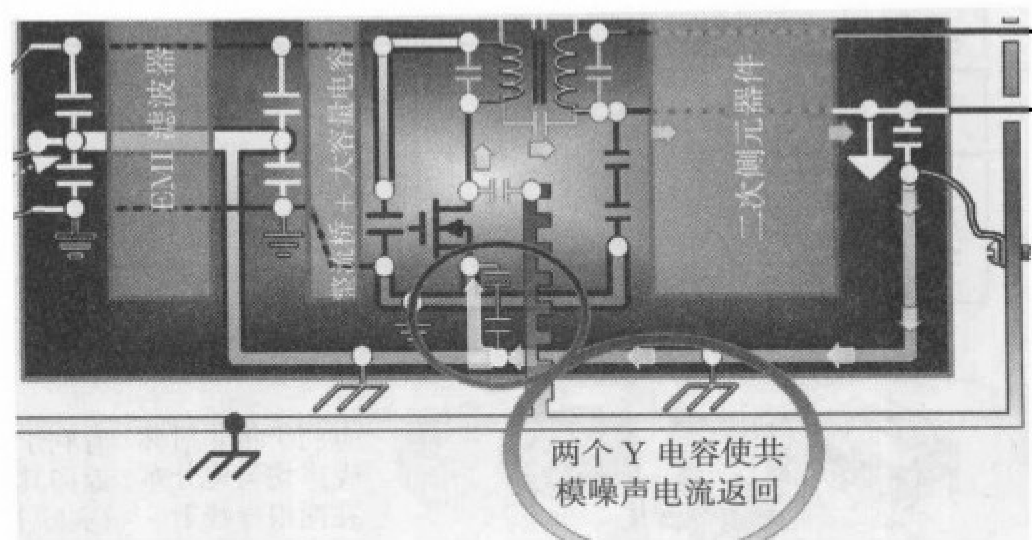


图 11-11 一次侧地与 PE 地间的两个安规 Y 电容使功率级附近的共模噪声电流回路闭合了

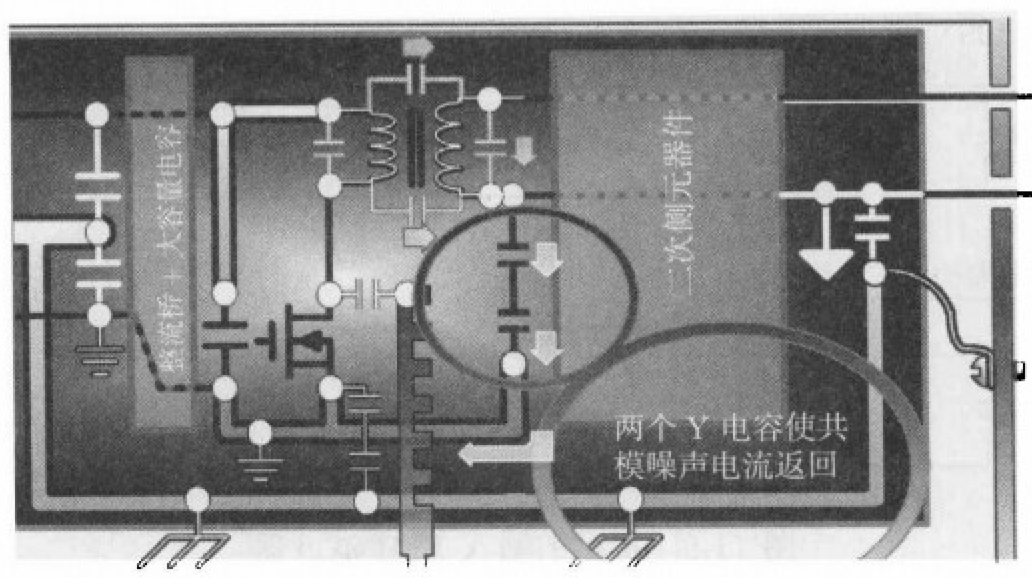


图 11-12 一次侧地与二次侧地间的两个安规 Y 电容使功率级附近的共模噪声电流回路闭合了

建议 4 (参见图 11-13) 在开关附近设置金属支座，为散热片寄生装配电容注入的噪声电流提供闭合回路。

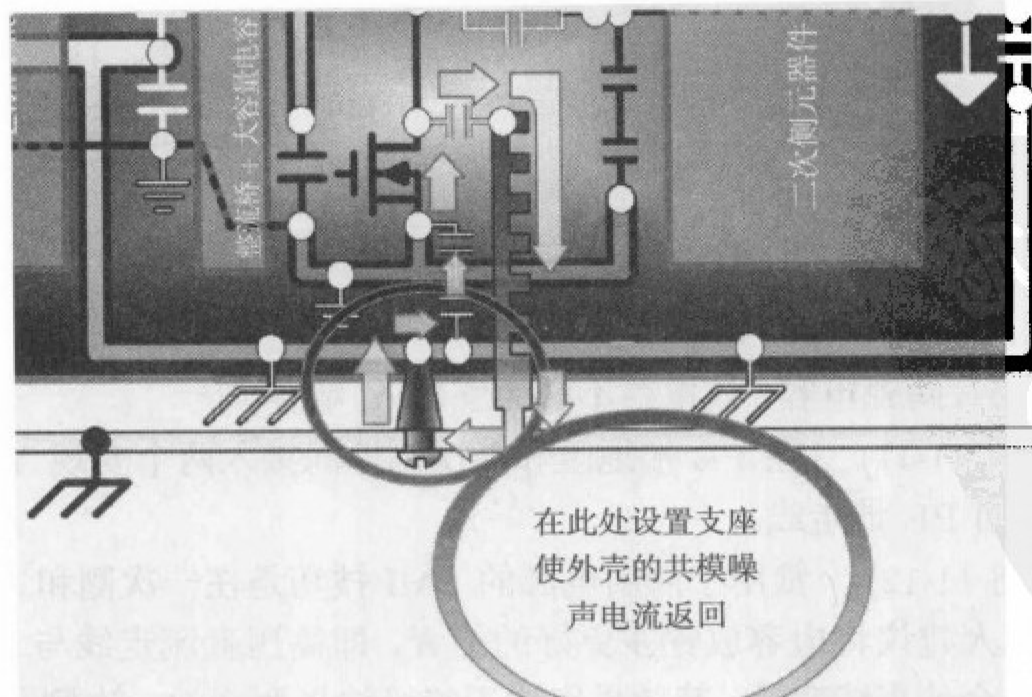


图 11-13 在开关附近设置的金属支座为散热片寄生装配电容注入的噪声电流提供闭合回路

建议 5 (参见图 11-14) 此图为上一条建议的具体实现。两个普通 Y 电容或一个高压 Y1 电容可以使注入的共模噪声返回功率级 (噪声产生于此)。将开关安装在外壳上是为了更好地散热，如果按照上述方法去做，这并不像大多数工程师想象的那么可怕。

建议 6 (参见图 11-15) 大量的共模噪声电流会流经大容量去耦电容，但它可能距离开关比较远，此外它也不是良好的高频元件。因此为了使共模电流闭合回路尽可能地接近开关，应在高压直流线路和一次侧地间接入高频陶瓷去耦电容。

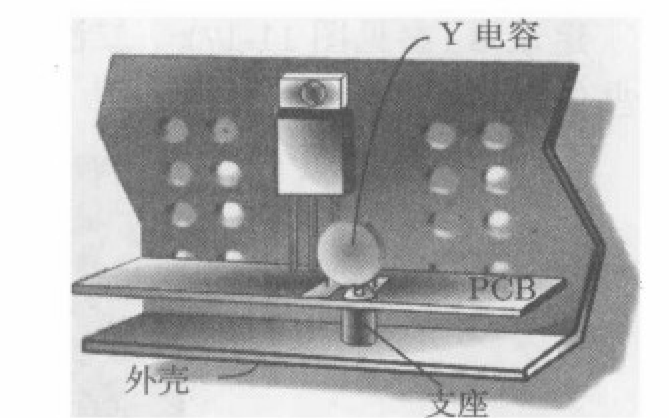


图 11-14 建议使用的金属支座为散热片寄生电容注入的噪声提供返回路径

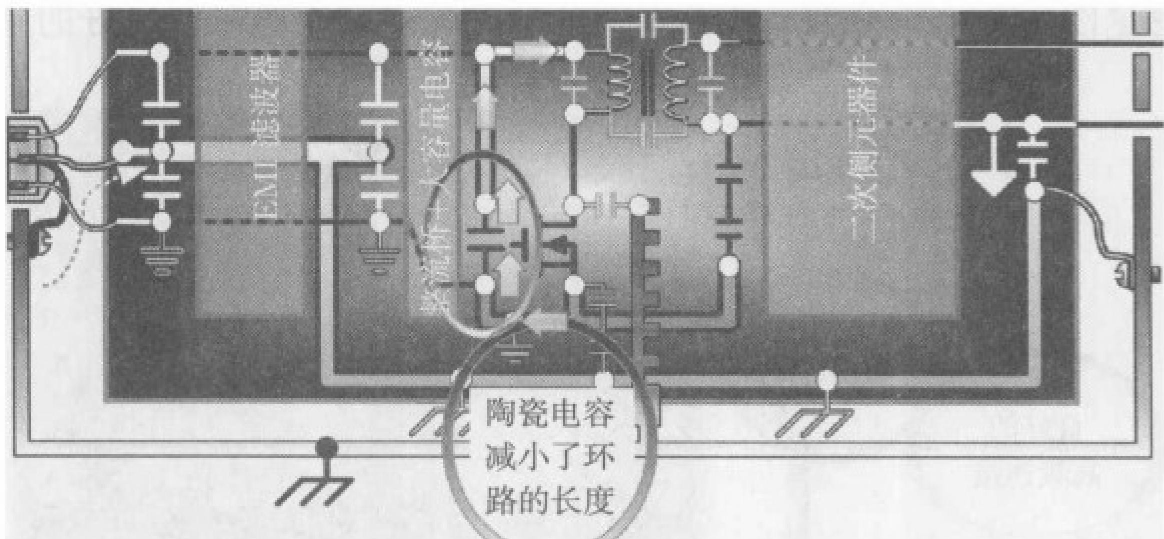


图 11-15 邻近功率级的高压陶瓷去耦电容使噪声电流环路闭合了

建议 7 (参见图 11-16) 共模噪声电流会流回交流输入端，但更好的方法是在整流桥前放置两个 Y 电容。为此，许多工程师将共模滤波器和差模滤波器的位置调换。在图 11-9 中，共模滤波器距离交流输入更近，但这也使 Y 电容紧邻交流输入。应将共模电流分流以避免其流入建筑物的线路系统，因此应将差模滤波器靠近交流输入，从而使共模滤波器的 Y 电容远离输入，唯一应注意的是差模滤波器的结构必须对称，否则将产生共模电流。很不幸，此时不再有共模滤波器吸收它。

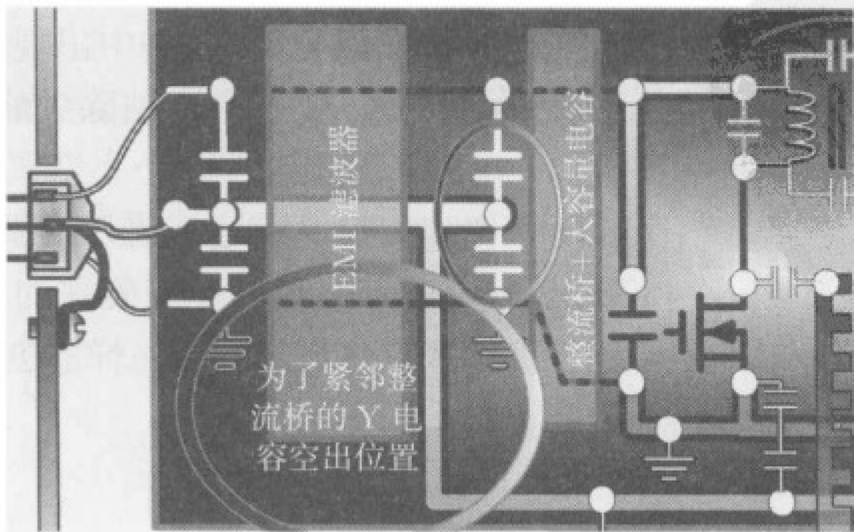


图 11-16 为紧邻整流桥放置两个 Y 电容的可能性做预先准备

建议 8 (参见图 11-17)　二次侧地与外壳之间的高频交流连接应保持良好，建议使用粗一些的铜绞线。

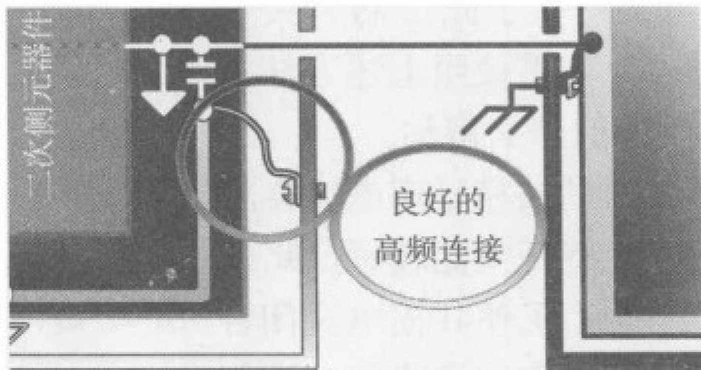


图 11-17　用粗铜绞线实现电源输出端与外壳间良好的高频交流连接

建议 9 (参见图 11-18)　同样，输入电源的地与外壳间也要采取良好的高频连接。

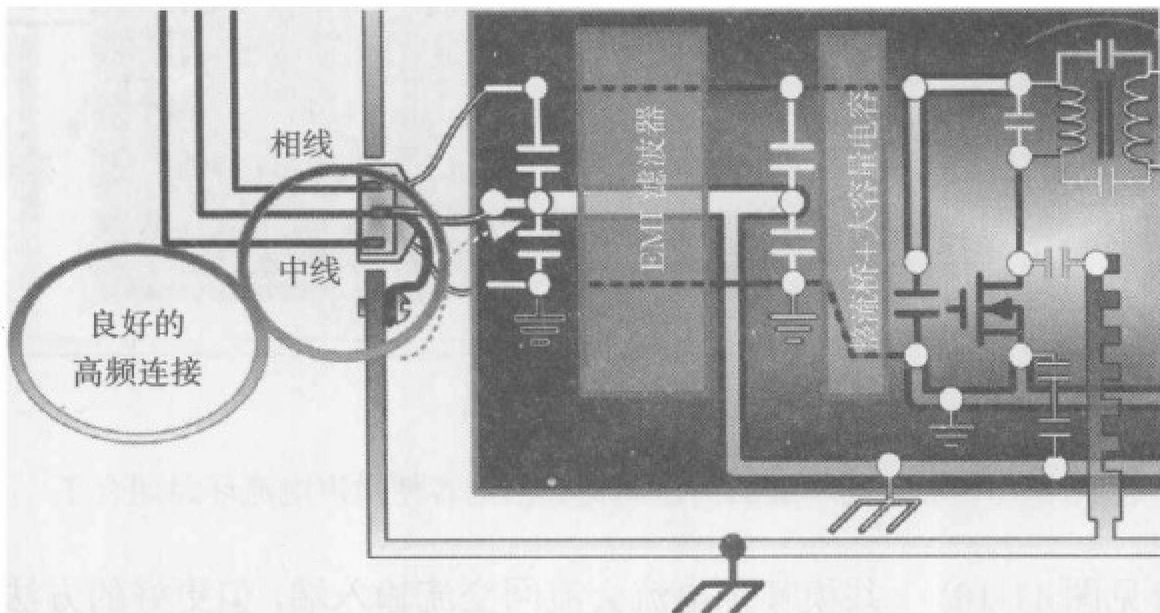


图 11-18　用粗铜绞线实现电源输入端与外壳间良好的高频交流连接

建议 10 (参见图 11-19)　接地扼流圈通常 (不允许) 放置于如图 11-19 所示的位置。

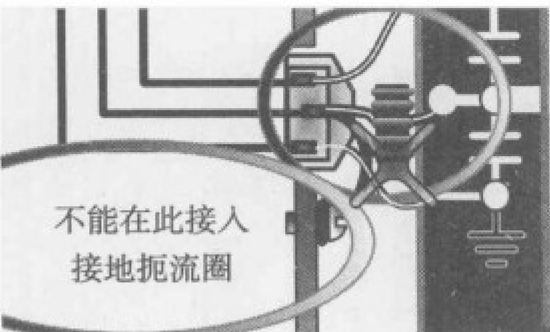


图 11-19　决不能使用接地扼流圈

最后要说的是，“要善于随机应变”。例如，我们在关键位置接入有损铁氧体磁珠经常会获得意想不到的结果。(但随后应检测效率！) 一次，我们发现 Y 电容与其连接走线的电流 EMI 频谱中出现严重的尖峰，导致了不可思议的谐振。我是这样消除尖峰的：将 Y 电容的一端抬起，并在其引脚连接一个小铁氧体磁珠。但如果将电容的两个引脚抬起并都连接磁珠，那么总 EMI 频谱会显著恶化。无论如何，这种使用磁珠的方法“看上去”并不好，为了避免客户对我们肆无忌惮的创造力感到恐慌，我们最终重新制作了 PCB。

第12章　论坛、数据手册以及其他实际问题

12.1　思考很关键

前几天，当我用 Google 搜索时，偶然发现了一篇文章，题目为 “Power Supply and the *Thinking* Engineer”，是 Bob Pease 在 2005 年 1 月创作的。读后，我希望它只对有些人起到帮助作用，一位因将电脑扔在圣克拉拉的大厦 D 座楼顶而出名的人转而劝诫工程师们使用他们公司的在线软件仿真工具 (当然使用世界各地的电脑)，进行开关电源 (据我所知，他对此一无所知) 的设计与故障诊断，这听起来难以置信。文章提到：“可以使用公司的在线工具发现设计问题并排除它们——只要你进行了思考。” 但是在线工具本身有哪些 “故障” 呢？谁在维护它们？

不管怎么说，我也一直建议大家要思考，在这一点上，我和他的意见一致。但我认识到我需要独立对此进行全面的考虑，因为思考 (即分析) 应在数据收集之后进行，而不能超前。我在第 1 章大段引用了 Ronald Hughes 的文章，文中写道：“始于事实，终于事实，你拥有的是事实，不是推测……，分析时应首先采用简短的推理，然后在逻辑推导的过程中对每一步进行验证……，数据无疑是进行成功分析的关键。”

如果一丝不苟地完成了上述过程，有时也还是可能得到与预期设想完全相反的结论。可能我们会突然认识到我们自己是待解决问题的一部分——问题就在于我们自身。现在我们认识到自己正是干这项工作的料，这就是所谓的工程师。

12.2　反复核对一切

Bob Pease 非常坦率地说：“如果你站在一个大型演讲台上并且夸夸其谈，通常人们会认为你知道自己在说什么，他们不再寻找错误……这本身就是一个错误。” 但那些日子永远过去了，谢天谢地。现在我们都要接受同行非常认真的技术审查，市场不会再创造真理。几年前，我刚刚发布了标题为 “Stresses in Wide-Input DC-DC Converters” 的应用注释，其中有一张详细的参考设计表，与本书附录中的完全一样。在此之前，这篇应用注释成为《电力电子》杂志 (以前的 PCIM) 的封面故事。当时我仍然十分紧张——所有的公式都正确吗？我将每个公式检查了三遍，并用 MathCAD 进行验证，将结果与手工计算得到的结果做比较，但你绝不知道我做了这些。

如果你在这领域工作过一段时间，你会清楚我们都犯过严重的错误，但某些错误并没有被发现，且最终发表在主要杂志与书籍中。不仅如此，人们还可能因此而获得奖励，如图 12-1 所示就是这样一个有趣的例子。我碰巧知道了事情的真相，这个故事非常有趣。一天晚上，一位聪明的同事来到我的办公室，非常激动地告诉我他的最新想法。他经常有伟大的想法，这一次似乎也不例外，至少最初是这样。电路中包含一片开关电容 IC，我对此不抱希

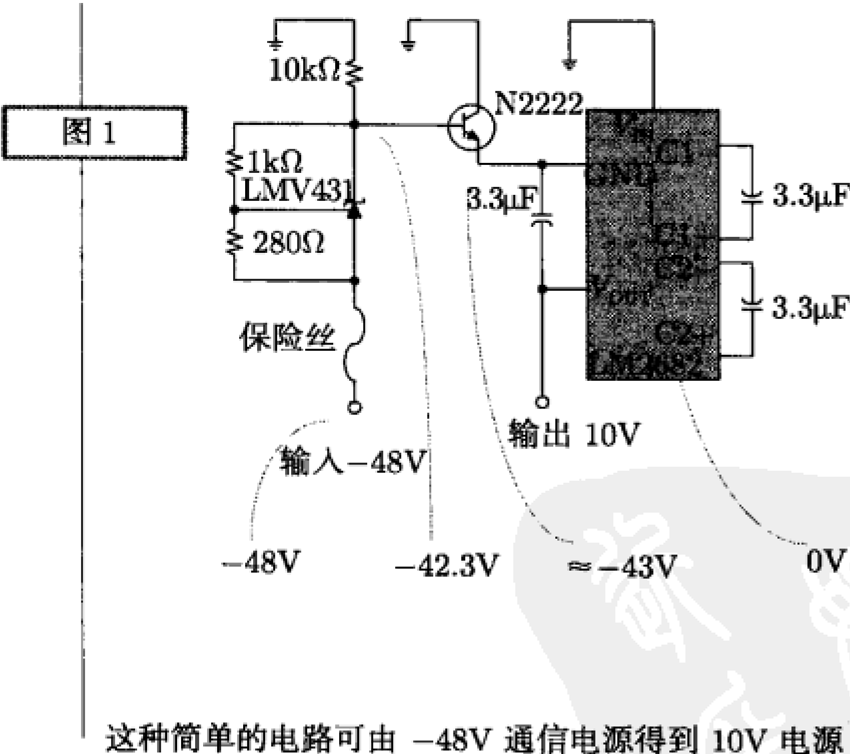
望，然而为了不让他失望，我快速查看了数据手册并发现这种器件只不过是一种逆变器兼倍压器。也就是说，如果在 IC 的 V_{IN} 引脚与 GND 引脚之间施加大小为 $+x$ 的电压，V_{OUT} 引脚与 GND 引脚之间将产生大小为 $2x$ 的电压。然后，我跟随图中标示的电压按顺序进行分析。并联稳压器 431 的电压设为 5.7V，那么其余部分就容易分析了。这时我转过身问我的同事："电路做出来了吗？它确实能工作吗？"他非常聪明，立即发现某个地方弄错了。例如，他在 V_{IN} 与 GND 引脚间施加的电压为 43V！他张口结舌地看着电路，随后我们高兴地笑了起来，他承认他头脑中考虑的一直是另外一款 IC，因此实际上电路也完全不同！很不幸，他已经过于匆忙地将他的想法告诉了公司，现在已经进入批准过程，并且，他已经向杂志社投了稿。我们想出了挽回颜面的最好方法，即声称文章存在打印错误，需修改后重新提交。据我所知，他立即照做了，但最终"错误的"想法还是发表了。不仅如此，在年底，他的想法还被评为该杂志的年度十（也许是二十）佳设计思想。我的同事对所发生的一切暗自发笑，并悄悄希望并祈祷不会有人去制作他提出的电路。细想一下，所有提交的文章都要送给业界专家审阅，以确定哪些可以发表。因此可能某位模拟电路专家在那个特别的夜晚审阅的文章太多了，或者也许他白天太忙了。更有可能的情况是，他是公司中的 IC 设计专家，而不是功率变换专家。

Switched-capacitor IC and reference form elegant -48V to +10V converter

April 24, 2003

A system designer must almost always face a trade-off in choosing the right part for an application. The trade-off usually involves performance, price, and function. An example is the issue of powering circuits from a telecom-voltage source. Telecom systems almost exclusively use high-potential negative rails, such as –48V. Digital circuits typically in use in such applications usually operate from a "brick"-type power supply. However, analog circuits rarely require enough power to justify using a costly brick. At the heart of these bricks is nothing more than a specialized switching converter in tandem with an isolated flyback-transformer coil. But some applications neither require nor can tolerate the use of a coil-based approach. Figure 1 depicts a way to address the problem. The circuit provides a small amount of power to analog/digital circuits, such as the LMH6672 DSL op amp.

The LMV431 voltage reference, along with the voltage-setting resistors sets the output voltage to approximately (1 +1 kΩ / 280 Ω) × 1.24 V ~ – 5.7 V. This output voltage then goes to the base of Q1, the 2N 2222 transistor. The configuration of the transistor causes a VBE drop of approximately 0.7 V, resulting in a net voltage of –5 V for the next stage. The purpose of the transistor is to provide additional current to the LM2682 switched-capacitor converter. Note that the converter has a –5V reference (GND pin). Small capacitors C1 and C2 enable the pumping and inverting action required to convert the –5V to 10V. Furthermore, the MSO-8 package of the LM2682 and the SOT-23-3 package of the LMV431 allow the circuit to consume little board space. In roughly the size of a small transformer, the proposed circuit does an elegant job of powering low-power circuits from a negative high-voltage source.



这种简单的电路可由 −48V 通信电源得到 10V 电源

图 12-1 一则发表于专业权威杂志的设计思路存在显而易见的错误 (W. Ly，Switched-Capacitor IC and Reference Form Elegant –48V to +10V Converter，*EDN*，2003 年 4 月 24 日)

我从这件事中获得的教训是：不应完全相信摆在我们面前的一切，即使它出现在亚光纸上高清视频中或是 Flash 和 HTML 格式的网页中。作为工程师，我们应动动笔，至少要在头脑中做检查。为了避免曲解，你在读本书时也应如此。

12.3 产品责任问题

几年前，我们公司的一家重要美国客户声称在他们的墨西哥大型背投电视工厂中，出现严重的“线路电压降低”问题，这与我们生产的开关 IC 有关。我被派往墨西哥，几乎连夜从加利福尼亚的公司出发 (甚至连再入境文书都没办好)，与我同行的是公司受人尊敬的、最高级别的质量评估专家。毫无疑问，他们的回应是愤怒的。我们也用了几天时间才将问题解决，当时发生的一件事在我头脑中至今仍然栩栩如生。我坐在客户如今已经荒废的车间中，试图迅速找出问题的原因，即采用了危机模式故障诊断方法。我想我与所有陷入沉思并自言自语的工程师没有什么不同，因为有人告诉我客户的生产主管从旁边经过，他似乎听到了什么。我们老练的质量评估专家告诉我的事实让我精神恍惚，他的眼神很可怕，让我觉得我的工作受到了威胁，他说：“你刚才向他们承认我们的开关 IC 有问题。告诉我：你到底是为谁工作的？” 天哪，请原谅我的天真或无知吧，我认为这两者没有什么区别。

我们的质量评估专家认为他的全部职责是处理产品责任问题，他的基本信条是“不要承认任何事”。后来他告诉我，这一“重要经验”是在受我们生产线产品工程师主管领导的几年中学到的，这位主管十分受人尊敬。因此，我们当时唯一能做的就是证明开关 IC 在我们自己的评估板上工作正常，评估板的输出接电阻负载，所以我们不承担产品可靠性的责任。当然，我们随后要帮助客户，前提是我们没有任何损失。但是事与愿违，开关 IC 在启动时出现严重的过冲，造成客户系统板的损坏。为了以防万一，我们准备与客户争论这种情况是符合规格的，原因很简单，因为在 IC 的数据手册中没有指明过冲有多大。所以如果你认为 5V 输出的过冲为 1V 是不可接受的，那只是你的问题，在第 8 章中我已经提到过这种隐含的期望。应在购买元件之前设法从供应商那里得到书面形式的声明，否则当他们生产的 IC 损坏后，他们的回应只会如此。

数据手册所说明的与它的实际作用可能恰好相反，你应时刻对此多加小心。

墨西哥冒险经历的结果是怎样呢？在检查了生产日期标签后上，我们最终发现问题出现在开关 IC 的制造公差上。我们写了一份应用修订 (如果我没记错，其中给出了软启动修改方案)，然后踏上归途，无需承担任何责任性问题，这一点最为重要。

因此如果供应商拒绝回答你的问题 (当你提出一些令人困窘的问题时)，原因是他 (她) 觉得十分困窘。

12.4 全心全意为客户

为了撰写本章，我曾竭尽全力地收集、筛选、分析相关的数据，我下定决心，不能坐井观天。在随后收集信息的过程中 (数据收集阶段)，我偶然发现一个人气很旺的网络论坛，工程师们在上面讨论开关电源的实际问题。啊哈！还有比这更好的实际问题资料库吗？虽然网站是由 IC 公司创建的，目的是为他们的产品提供技术支持，但我发现如果你浏览一下他们的早期产品，你就会发现问题所在——开关电源关键问题中与工程有关的部分。

公司创建这种论坛的想法不错，值得赞赏。并且从一开始，论坛就增加了公司运行的透明度。但正如我提到的，作为一名顽固的工程师，在得出任何结论之前，我首先应该分析刚刚收集的数据。我深入地浏览了他们的论坛，遵循了他们的指导和建议，目的是想看看结果

到底会怎样。但一种震惊的感觉悄然出现，我发现许多问题的答复很不恰当，有时是蛮横的，有时甚至令人无法忍受。因此我决定在本书中增加我个人的详细分析，无论它是否有价值。对于他们的回复，我要补充的内容太多，尽管我打算列出 50 个以上的问题，但在本书中，我只能挑选出不超过 20 个问题。

更糟糕的是，由于我在这一行业中浸染多年 (他们也是)，我能看出他们是如何从令人困窘的问题中全身而退的 (害怕承担责任)。对我而言，这有点像从车祸事故现场逃跑，也就是说，用 “肇事逃逸” 的方式处理事故。问题不在于出现 “坏的元器件”，没有人能制造出完美的产品 (当然，要看不完美的程度是否能令人接受，本书不讨论这一点)。我认为如果一家公司试图提高自己的透明度，那么就应毫不犹豫地接受严重错误与批评，而且如有必要的话，不能太在意眼前的损失，应立即将所有工程师都认为不合格的产品召回。据我所知，遵循上述原则的公司都赢得了客户长期的尊重和忠诚。说到底，我们是与客户做生意。我们必须为客户的利益工作，勇于承担全部责任，不要在意一切质量评估专家以及他们不道德的主管。我们的工作方式不能与旧汽车推销商一样。

这几年来，我一直坚持以上观点。但这样的意见总是不被理睬或者得到的回报是面无表情的面孔，对此我已习惯了，但幸运有时也会降临。毕竟，改变现状需要持之以恒。然而，在 2004 年初，我用了几个月才说服公司在某一问题上要正确地指导客户，而且显然，那个问题如今变得越来越严重。我只好向生产线的所有基层管理人员发了一封态度坚决而有些哀怨的电子邮件，信中提到许多客户开始抱怨这个问题 (过去的两天就有三个客户向我抱怨)，现在我们确实需要勇于承认，或者至少在设计阶段彻底地解决该问题。没有多少人理睬这封电子邮件 (而且直到今天问题仍未得到处理)，但令人精神振作的是，项目组中一位年轻而杰出的工程师兼软件专家 (让我们叫他 “Ben”) 毫不犹豫地回复了邮件：

> (2004 年 3 月 25 日) *我完全赞同你的观点，这个问题必须在设计阶段得到处理。有些客户发现我们没有在根源上解决问题。让客户以某种方式适应我们卖给他们的器件，这十分荒谬。*

很不幸，我听说 Ben 在 2006 年初离开了公司，多么令人惋惜啊！看来没有必要把福音传给每一个人。

12.5　问题与解答

我承认下列问题与解答并不是无所不包的，但我希望至少能揭示出在出现下列情况时，一名工程师应具备的思维过程。本书对论坛的原文和语法做了尽可能的修饰，改进了表达方式，使其可读性更强，但对于问题和日志，为了与论坛中的上下文语境相匹配，保留了原文的格式 (没有斜体、下标，且 μ 用 u 表示)。尽管论坛是完全开放且任何人都可以访问 (并且发帖或回复) 的，但在本书中，任何揭露个人身份的信息都被隐去。我曾未经注册直接在论坛中发表观点，但没有成功。另外，本章中涉及的元件型号也不是真实的，其目的仅仅是用来分析与讨论。如果分析与推理中有错误，原因也在于我个人。无论如何，在你进行推论之前，总是应全面彻底地检查我或其他人的言论。

12.5.1 问题 1

2000 年 4 月 我的电路板使用了两片 2675，一片为模拟及数字 IC 提供 5 V 电压，另一片为电灯提供 5 V 电压，电灯以 1 Hz 的频率闪烁，所需电流为 250 mA。灯灭时，2675 工作在电流断续模式，灯由灭变亮时，电源电压会降至 2 V，持续时间为 100 ms，随后才恢复为 5 V。原因何在？使用 100 mA 的最小负载是不是更好？

作者评论 线索包括: a) 负载为电灯; b) 只是“有时”发生; c) 输出电压降低 100 ms (哪一个输出)。我们应该再进一步询问顾客。

回复 1 当负载被移除，例如灯灭时，由于负载电流为 0A，2675 进入 DCM 模式。因为灯点亮 (施加负荷) 需要 1s 的时间，原来存储在电容中的能量经钳位二极管放电。当再次施加负荷时，输出电压的上升需要一定时间，这就解释了你为什么会观察到约 100 ms 的电压暂时性跌落。正如你猜测的那样，使用恒定负载会消除这一问题，电阻负载 (250Ω) 从电源拉出的最小电流为 20 mA，足以保证规定的负载调节。

作者评论 上述官方解释似乎暗示负载是慢慢接入的 (但是客户只说明闪烁频率为 1Hz)，还指出输出电容“通过钳位二极管”完全放电 (这暗示开关因为某种奇怪的原因没有开通，尽管实际情况是输出电压严重降低)。事实上，只有当负载电灯熄灭并再次点亮时，变换器才突然认识到它的职能。但是很不幸，已经太迟了，放完电的电容要从头开始充电。以上就是官方的解释 (或者称为最佳猜测)。没错，电压模式变换器从最小负载 (电流接近 0A) 恢复至最大负载运行状态的时间稍微长一些，因为变换器需要从 DCM 模式过度至 CCM 模式，在此过程中功率级从单极点响应特性变换为双极点响应特性。但对于任何现代高频开关 IC 来说，100ms 的恢复时间都过长了，相当于输出的波形为 10Hz，这实在是太不合情理了。另外，客户提到负载电流为 250mA(应该使用了 1A 的开关 IC)，而官方解释中要求最小负载为 250Ω，即电流为 20mA，但没有合理的理由来解释为什么 20mA 可以满足要求，为什么不是 40mA，或者 10mA？所有非同步变换器在轻载时都会进入 DCM 模式，但在典型的设计中，电感是按照最大负载时纹波为 ±20% 选取的，CCM 模式转换为 DCM 模式发生在负载为最大值的 20%，此时负载电流为 250mA 的五分之一，即 50mA，而不是 20mA。换句话说，20mA 不足以保证电流连续 (除非电感很大，但客户并未提出这个问题)。所以，如果 DCM 模式至 CCM 模式的转换不是根本原因，就像官方认为的那样，那么他们建议的 20mA 最小负载也是不正确的。

回复 2 250 mA 时，电灯不太可能是静态的，在启动时，如果灯丝的温度没有达到热平衡，那么白炽灯所需的电流比你想象的要大得多。但是对于热效应来说，1Hz 的频率已经很高了，这一点值得注意。

回帖结束。

作者评论 没错，频率为 1Hz 时，我们可以有把握地假定白炽灯的低温电阻不是引起问题的原因——灯丝已经被加热，在连续的闪烁过程中，没有足够的时间

让温度变得足够低。

似乎没有人考虑到两个变换器不恰当的并联会是产生问题的原因，两者之间存在相互作用。这类问题已经在第 8 章中做过讨论。我认为这是主要疑点，我将问客户一个简单的问题——如果完全断开一个变换器，情况会怎样？如果答案是问题依然存在，我会马上怀疑问题出在 PCB 布局上。

12.5.2　问题 2

2000 年 4 月　在以下变换器中，我使用了 2678-5.0。变换器参数为：输入电压是 15~34V；输入电容是 3×Kement 系列 T495 4.7μF/50V；电感是 Pulse PE54041 22mH；二极管是 MBR745；输出电容是 3×AVX 系列 TPS 100μF/10V；负载电流 I_{load} 是 75mA 至 2.8A。问题：1) 启动时，当 V_{in} 以 3V/25us 的上升率升至约 8V 时，V_{out} 升至 5V，然后 V_{out} 的峰值变为 6V(5V 直流分量 +1V 尖峰)，为什么？2) 如果断开负载 (负载电流 $I = 2.6$A)，V_{out} 急剧升高，随后伴随着噪声和火焰，输出电容烧毁，为什么？

回复 1　很抱歉这么久才回复你。在下面我更详细地分析了第一个问题，首先我回答你的第二个问题，因为它更显而易见。

267x 系列调节器的内部有一个电容升压电路 (使用的电容记为 Cboot)，作用是为功率开关提供更高的栅极驱动电压以获得更高的效率。然而，为了保护功率开关，使用了两个 5V 的稳压二极管，因此栅源电压不会超过 10V。正因为如此，当输入电压高于输出电压 10V 或以上时，稳压二极管将被击穿并流过泄漏电流。泄漏电流非常小，但如果输出未接负载，它会为输出电容充电，电容电压升至很高，最终造成钽电容烧毁。问题很容易解决：在输出接入最小负载将泄漏电流引开，1mA(50Ω) 足以保证输出电压在没有连接外部负载时不会升高。

要找出输出过冲的原因更难一些。在实验室中，我用我制作的电路板对此进行了研究，电路板中功率元件的参数与你列出的相同，我还尝试了其他取值。我设法使输出电压上升率与你的相同，并改变它使情况与你的有所不同，但我的电路板没有出现过冲。我认为问题的原因有几种可能，但我无法证明任何一条原因的正确性。也许我的电路板与你的存在某些不同，也许你采用的较慢的电压上升速率对启动造成了影响，我以相同的速率进行了试验，但电源对此处理的方式的不同可能影响了结果。小的输入电容可能使结果更糟。如果我理解正确的话，你的变换器总输入电容只有约 15μF，虽然我不能肯定输入电容过小 (甚至只用了一个) 的负面影响，我还是建议将电容增加至少三倍。而且我认为应检查输入电压的上升率，以确保输入电压在电流被拉出之前没有达到稳态值；否则的话 (也许是电流限制了电源)，输出电容会在控制电路有足够的电压开始工作前被充电至相当高的电压。另一种可能的原因来自于电感，如果电感的额定饱和电流过低，它可能在启动时就已经饱和，使电流更大，大电流与存储的能量一起会造成输出过冲。当输出出现过冲时 (无论是什么原因)，控制器都需要一定的响应时间，时间的长短取决于带宽。因此减小电感和/或输出电容的大小 (应检查 267x 的稳定性) 有助于减小过冲的幅值与持续的时间。

希望你能明白我的解释，第二个问题很容易解释并排除，而第一个问题有点难。正如我所提到的，我无法使过冲在我的电路板中重现。我能做的是请你按照我列出的上述可能性去

检查电路，请让我知道你是否还有其他问题，以及我的解释是否让人难以理解。谢谢。

回复 2 再一次向你问好。我想我没有清楚地表达我的问题，很抱歉，我明白你的意思，谢谢。我想我已经更好地分析了问题。(元件的取值是用贵公司的软件得出的。) 问题出在熔断的保险丝上，保险丝为 2AT 型的，接在 24V 直流电源与我的电路之间。当我施加 3A 的重载时 (超出熔断电流 1A)，保险丝熔断，我的问题也随之出现，输出发生振荡，同时输入电压升高。这是因为当输入电压因输入电容的能量过小时 IC 控制功能出错吗？

回帖结束。

作者评论 可能提问者使用了带 “T” 的 2A 熔丝，T 的含义是延时 (Time delay)。在大多数开关 IC 出现很大的浪涌电流时，延时确保熔丝不会熔断。然而，还需注意施加的最大负载为 3A，但电路将 24V 转换为 5V，因此输入电流比负载电流小 24/5≈5 倍。也就是说，负载电流为 3A，输入电流只有约 0.6A，比 2A 小得多，这不是症结所在。在任何情况下，如果 IC 中的开关没有损坏，输入端的保险丝几乎不可能熔断。在电源中，保险丝的熔断几乎 99.9999% 是开关损坏的结果，而开关的损坏是由其他故障造成的，需要对此进行研究。另外，保险丝熔断不会引起任何问题，提问者的表达似乎出现了明显的错误，但还是应对此加以澄清。

一般来说，输出过冲可能是由下列原因引起的。

a) 控制环路很稳定，但是速度很慢 (交越频率过低并且/或相位裕度过大，导致控制环路的调节能力差——“我知道实际与预测的有差别，但我会慢吞吞地赶上”)。

b) 控制环路速度过快 (交越频率过高并且/或相位裕度过小，导致调节速度过快，造成反向过冲，然后再去调节，如此一直进行下去，造成了输出过冲/鸣震，甚至彻底失稳)。

c) 电流从 0A 升至满载总是会造成一些问题，原因在于前面提到的 DCM 模式至 CCM 模式的转换。在电流模式控制中，即使在 CCM 模式时，功率级也具有单极点响应特性，因此问题不像电压模式控制中那么严重。顺便提一下，在用户中，电流模式控制与电压模式控制都有虔诚的追随者，但电压模式控制似乎再一次赢得了胜利 (结合电压前馈技术)。

d) 注意，0A 至满载的阶跃无论如何也不能当做小信号环路问题，而应当做大信号响应问题。在这种情况下，影响下冲或过冲的最主要因素只有输出端大容量电容的大小 (以及储能)。因为在负载突然施加的初始瞬间，为负载提供所需能量的只有大容量电容 (C_{OUT})，直至最终控制环路发挥作用使电压由降低转为升高。注意，电感电流增加至新的大小需要几个周期，因此，小的电感有助于快速恢复，使控制环路的响应速度加快 (当然，前提是小电感不会造成环路不稳定)。

e) 在大信号响应中，误差放大器输出的电压绝对值很容易超过它的两个供电电源 (正电源和负电源)，使内部的晶体管饱和。从饱和区恢复并调整占空比需要一定时间。267x 系列具有创新性的两级误差放大器，但是很不幸，当两个误差放大器输出过高时，所需的恢复时间更长 (正如负载突变时)。

f) 许多软启动电路在上电的最初几毫秒内对误差放大器的参考电压进行控制，使其缓慢上升（占空比也缓慢增大）。但在某些阶段，软启动电路需要将控制权移交给内部的带隙参考电路。因此在这一过程中，偏移误差始终存在，使输出端出现尖峰脉冲（下冲或过冲）。尽管输出的这种扰动通常很小，易于被输出大容量电容吸收，但还是应对此密切注意。尤其在当前的例子中，这种移交问题很可能是 267x 系列 IC 的潜在问题。注意，即使是这类器件的数据手册也承认启动时会出现（严重的）过冲，而且在没有使用软启动电容时，过冲将尤为显著（输出电流突然增加时，控制环无法快速响应，许多 IC 都有这种情况），但是如果软启动电容过大，过冲也会很严重。很不幸，在 2679 的数据手册中，只有第 12 页提到软启动与过冲的关系，而且令人遗憾的是，此处讨论的 2678 没有软启动引脚。还应注意，软启动只在上电过程中发挥作用，一旦电路上电结束，如果将输出短路然后释放，软启动电路不会再帮助输出电压恢复。因此，可以通过将输出短路随后释放的方法判断 IC 是否有结构上的缺陷。所以软启动功能是十分有用的，但是如果对特定的 IC 进行评估，应禁止软启动功能，然后再检查输出过冲。这就是我在书中多次提到的剥洋葱方法。注意，有些 IC 发生故障后无法重新初始化，因此如果输出短路并释放后，比较器将检测到输出欠压，并在再次启动之前，使软启动电容完全放电，所以即使在故障状态下也能实现软启动。因此在这种情况下测试 IC 的过冲时，无需移除软启动电容。我个人偏好这种“软掉电”方法，但在某些应用中，这样做是有危害的（尽管这确实是十分安全的）。

g) 毫无疑问，即便是完全关断的 MOSFET，也存在连续流动的漏电流，并且随着输入电压的增加漏电流越来越大（或在温度较高时也是如此）。同样，驱动电路，特别是浮动驱动电路，本身也有固有的漏电流。因此，在任一时刻，降压 IC 的 SW 引脚始终有意料之外的电流流出。此电流通常很小，因此外部电路的电阻（例如分压器或者输出电容的并联寄生电阻）可以使电流衰减。电容不会持续充电，因此用户难以察觉到该电流的存在。但在许多情况下，SW 引脚的漏电流会造成问题，用户不得不在输出端有意增加电流为几百微安至 2mA 的预负载。在这种情况下，如果断开预负载，并且等待足够长的时间，输出电容的电压会越来越高。注意，反馈环路对此无能为力（它已经命令开关关断）。也许逐渐升高的输出电容电压在某一时刻会使输出钽电容突然爆炸（但我认为在这种情况下，电容的电介质失效了，只允许几毫安的漏电流通过，并达到一种不稳定的平衡，而不会使电容爆炸）。但无论如何，不应将这种现象当作“过冲”，因为过冲隐含了可恢复性的含义，即一种暂时的状态。

12.5.3　问题 3

2000 年 9 月　嗨！我用 2595 设计电源，运行于 CCM 模式，负载电流为 1A。我希望在运行时，负载电流有时会降到 5mA，并维持一段时间。请问轻载对输出电压的纹波有何影

响，输出电压会振荡吗？

回复 当负载电流在 0.1A 至 1A 之间变化时，2595 的输出电压负载调节率为 ±4%。当负载电流低于 100mA 时，调节器不能有效运行，甚至不能稳定。当输出为 5V 并假设输入电压调节范围为 10V~20V 时，纹波电压的范围为 25.1mV(最小值) 至 44.4mV(最大值)。为了确保 2595 正常工作，即使负载电流为 5mA，输出端也要连接辅助电阻负载，且从电源拉出的电流至少为 95mA。

回帖结束。

> **作者评论** 这位焦虑不安的客户所提问题的基本含义是：这款 1A 的降压开关 IC 在负载极轻时，是否会造成严重后果。公司官方告诉客户输出电流至少应为 100mA，这并不正确，每种开关 IC 都能工作在负载极轻的状态下。注意，在问题 1 中，给客户的建议是 1A 开关 IC 的最小负载为 20mA；在问题 2 中，最小值为 1mA；但是现在却为 100mA！在我看来，这就像将两个错误变为一个正确。显然，公司的支持软件没有包含 DCM 模式模型的方程。因此，所有的开关 IC 必须工作在 CCM 模式！不知这位客户是否制作了一台 100% 的 CCM 模式变换器。

12.5.4 问题 4

2001 年 3 月 我想用升压调节器 (2621) 将 3.1V 升至 3.8V。问题是 V_{out} 的纹波很大 (100mV)，有办法减小吗？

回复 1 有两种方法可以减小升压调节器的输出纹波。

1. 电感的取值应大于建议的最小值，以减小输入和输出的纹波。但是，一旦纹波电流小于电感平均电流的 ±20%，电感的增加对降低输出纹波的作用很小。
2. 输出电容的等效串联电阻 (ESR) 和等效串联电感 (ESL) 对输出纹波的影响较大，应使用低 ESR 和低 ESL 的输出电容。建议使用表面贴装的钽电容、表面贴装的聚合物电解电容、普通封装的聚合物电解电容和聚合物钽电容、Sanyo OS-CON 电容或多层陶瓷电容。当温度低于 −25°C 时，不建议使用电解电容，因为在低温时，它们的 ESR 显著增大。这时应首选钽电容，因为低温时它们的 ESR 更低一些。

回复 2、 2621 的反馈引脚 (1.24V) 连有 30mV~40mV 的磁滞比较器，作用是触发内部振荡器。如果输出电压较低，开关将开始动作；一旦输出电压超过磁滞电压，开关动作停止。输出电压为 3.8V 时，仅由磁滞比较器产生的纹波就已经为 122mV，降低 ESR 或增大电感对纹波没有影响 (因为这是典型的 PWM 调节器固有的)。然而，电容 C_f 的作用是“加速”，输出的 dV/dt 噪声被 C_f 吸收，并且下端反馈电阻使反馈引脚的电压增大，使比较器过早动作。应使输出纹波小于 80mV，最好低至 60mV。实际上，如果输出端使用了低 ESR 电容，dV/dt 将被消除并且输出纹波将增加。上述解释并未在数据手册中明确给出。注意，相比于 PWM，使用这种结构的原因是为了降低轻载时的 I_q。

回复 3 但你没有说明我该怎样做。

回帖结束。

> **作者评论** 公司的第一位代言人回复的内容是如何降低常规 PWM 调节器的

输出纹波，但其中的第 2 条贬低了电容的作用。2621 是一款磁滞控制器，它的运行依赖于输出的纹波。所以不能采取以上建议。

应仔细研究他的这句话："一旦纹波电流小于电感平均电流的 ±20%，电感的增加对降低输出纹波的作用很小。" 这是错误的，原因有两点。第一，电感纹波的最佳值为 ±20%，而不是 20%，这是工程们无意中经常犯的一个错误，我在第 1 章提过这一点。如果你不小心使用了错误的值，将得到错误的结果。第二，减小电流纹波（即增大电感），仍然有助于降低输出电压纹波（等于电流纹波乘以输出电容的 ESR），实际上电压纹波的降低与电感大小成正比，唯一的问题是电感纹波取为 ±20% 的时候，减小纹波的效果不明显。如果电流纹波低于此值，要求电感的尺寸 $(1/2 \times L \times I_{\mathrm{PK}}^2)$ 几乎以指数规律增加，否则电感会饱和。输入和输出电容对减小纹波没有更大的作用。参见图 12-2，注意，尽管以百分比表示的输出电流有效值与 r 成反比，但其绝对值通常较小，难以进一步降低输出电容的尺寸。因此，$r = 0.4$（即纹波电流为 ±20%）正合适，也是最佳取值。

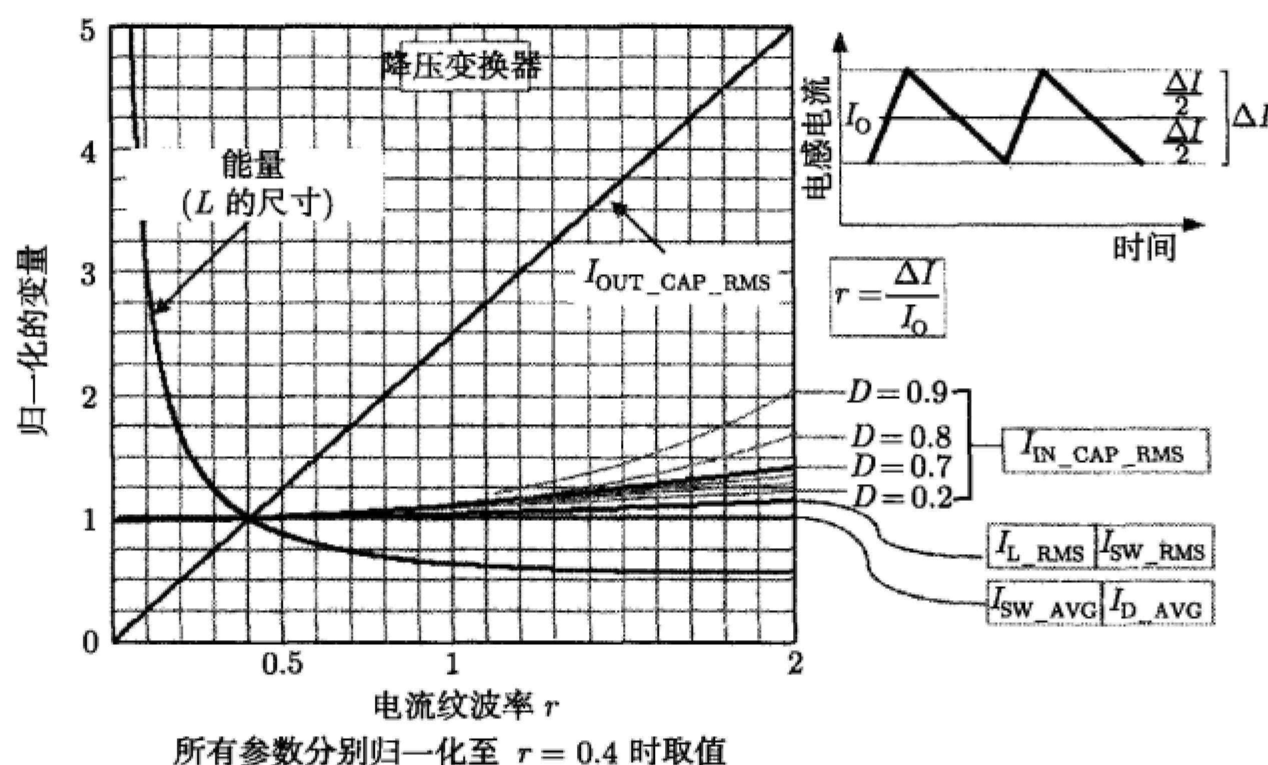


图 12-2 电流纹波率对降压变换器其他参数的影响

接下来分析回复 2，从技术角度来看，解释是正确的。磁滞控制器实际上非常简单。第 2 章讨论了分压器的杠杆系数，本例中参考电压为 1.24V，V_{out} 为 3.8V，因此杠杆系数为 3.8/1.24 = 3.0645。所以如果调节器反馈引脚的磁滞电压为 40mV，那么 V_{out} 也由杠杆作用升至 122mV(40×3.0645)。但如果用"加速电容"旁路分压器的上方电阻，则从交流角度来看，杠杆系数接近于 1。也就是说，如果反馈引脚的电压为 40mV，V_{out} 几乎也为 40mV。这是从原理上求得的最佳结果，为此应选用较大的加速电容。在大多数实际情况中，输出纹波约为 60mV~80mV，因此客户需保证输出电容的 ESR 足够大，使预期开关频率下的输出纹波约为 20mV~30mV，纹波以及分压器中点的直流分量通过加速电容注入至反馈引脚。但如果客户增加 ESR 以产生更高的纹波，比如 120mV，情况会怎样？客户无法做到这一点，因为这是一种自激振荡系统。因此如果 ESR 的增加超过必需值，频率将自动升高，以

符合基本方程 $V_{\mathrm{OUT_RIPPLE}}$ = 40mV× 杠杆系数。换句话说，*ESR* 及电感值都不再重要，而分压器的电阻值及加速电容值成为关键。此时，开关频率成为变量。当然，等待我们的结果是大量的噪声和严重的抖动 (对于大多数磁滞 IC)。因此如果你十分在意噪声，首先你就不应考虑磁滞控制器！关于这一点，他们已解释得很清楚。

12.5.5 问题 5

2001 年 1 月 我用 virtual bench 设计工具验证基于 2577 的升压变换器的元件选择是否合适，变换器将 12V 升至 23V，输出电流为 500mA。virtual bench 得到的电感值比根据数据手册中的图表和公式所得的结果小得多 (68μH)，我该怎么做？

回复 1 应优先选择用 virtual bench 得到的电感值 (68μH)，virtual bench 的计算更为精确，并根据指定的最大负载电流，选取比计算值低一些或高一些的标准电感。而数据手册给出的电感值是根据给定的负载电流范围选取的。一般来说，数据手册给出的电感值大一些，其目的是确保电感有足够的大小以用于储能，在开关关断时，才能保证有足够大的电感电流为输出电容充电并为负载供电。

回复 2 我根据数据手册中的图 3 使用 2622，怎样计算电感电流的平均值和峰值？

回复 3 附件的文件给出了升压变换器设计中电感计算的基本原理。

回帖结束。

作者评论 我也查看了数据手册，数据手册要求的电感值为 (请屏住呼吸)——470μH。实际上我也使用了他们的 virtual bench 工具，但给出的电感值为 56μH，到底该怎么办呢？我决定根据本书附录给出的参考公式表，用 MathCAD 进行再次检查。据我所知，在过去几年中，这些公式被几位工程师和几位很严谨的客户检查过很多次了。但是，我还是决定将我的结果与用 Ridley 博士的 "Power 4-5-6" 工具软件得到的结果进行对比，两者吻合得相当好，如图 12-3 所示。我注意到的第一个事实是用在线工具得出的电感值 (56μH) 使电流纹波率几乎为 2，即 ±100% 的纹波。占空比约为 50%，所以平均电感电流为 $I_O/(1-D) \approx 1\text{A}$，峰值电流非常高，约为 2A。而器件的数据手册要求电感电流纹波应约为 "20%~30%"，注意不是 "±20%~±30%"，因此，实际要求的纹波为 "±10%~±15%"。这有些不太寻常，因为大多人将纹波设为 ±20%(原因见我的另一本书：《精通开关电源设计》，还可以参考图 12-2)。实际上数据手册中计算电感的公式所采用的纹波值只有 ±5%，即要求 r 为 0.1~0.3，而通常认为 r 最好选为 0.4~0.5。但在线工具要求的纹波率为 2，这太高了。并且公司官方似乎极其信任在线工具。我注意到当 r 从 0.2 增至 2 时，电感需增加 10 倍，即从 56μH 增加到 560μH，这与数据手册的要求接近。但请再次读一遍官方解释 (这回可以暗自发笑了)："virtual bench 的计算更为精确，并根据指定的最大负载电流，选取比计算值低一些或高一些的标准电感。而数据手册给出的电感值是根据给定的负载电流范围选取的。" 如果你能理解，请尽快写信给我。

为什么 virtual bench 要求调节器工作在接近电流断续模式呢？有一个可能比较

实验 12V 转换为 23V@0.5A

virtual bench 在线工具得出的结果

2577			
#	项目	符号	取值
1	输入电容纹波电流有效值	Cin IRMS	0.57A
2	输出电容纹波电流有效值	Cout IRMS	0.21A
3	稳态时 IC 电流的峰值	IC Ipk	2.0A
4	IC 最大额定峰值电流	IC Ipk Max	3.0A
5	输入电流平均值	Iin Avg	1.1A
6	电感电流纹波，峰—峰值	L Ipp	2.0A
2	稳态 PWM 占空比，范围限制在 0~100	占空比	50.4%
3	稳态效率	效率	90.9%

用 MathCAD 做简单的检查

$V_o := 23$　　$V_{in} := 12$　　$I_o := 0.5$　　$f := 52.10^3$　　$L := 56.10^{-6}$

$D := \frac{V_o - V_{in}}{V_o}$　　$D = 0.478$　　第一次估计值

virtual bench 将 L 取为 56μH，电流纹波率 r 约为 2，表明变换器运行于 CCM 模式和 DCM 模式的边界，即 L 的取值不是最优

$r := \frac{V_o}{I_o \cdot L \cdot f} \cdot D \cdot (1-D)^2$　　$r = 2.057$　　$I_{pk} := \frac{I_o}{1-D} \cdot \left(1 + \frac{r}{2}\right)$　　$I_{pk} := 1.944$

$C_{in_Irms} := \frac{I_o}{1-D} \cdot \frac{r}{\sqrt{12}}$　　$C_{in_Irms} = 0.569$

$C_{out_Irms} := I_o \cdot \sqrt{\frac{D + \frac{r^2}{12}}{(1-D)}}$　　$C_{out_Irms} = 0.631$

IRMS 的估计值低了约 3 倍，输出电容的发热估计值低了 $3^2 =$ 9倍

$\eta := 0.909$ (virtual bench 算得的效率)

$\text{Daccurate} := \frac{V_o - \eta \cdot V_{in}}{V_o}$　　$\text{Daccurate} = 0.526$

virtual bench 得到的占空比估计值偏低

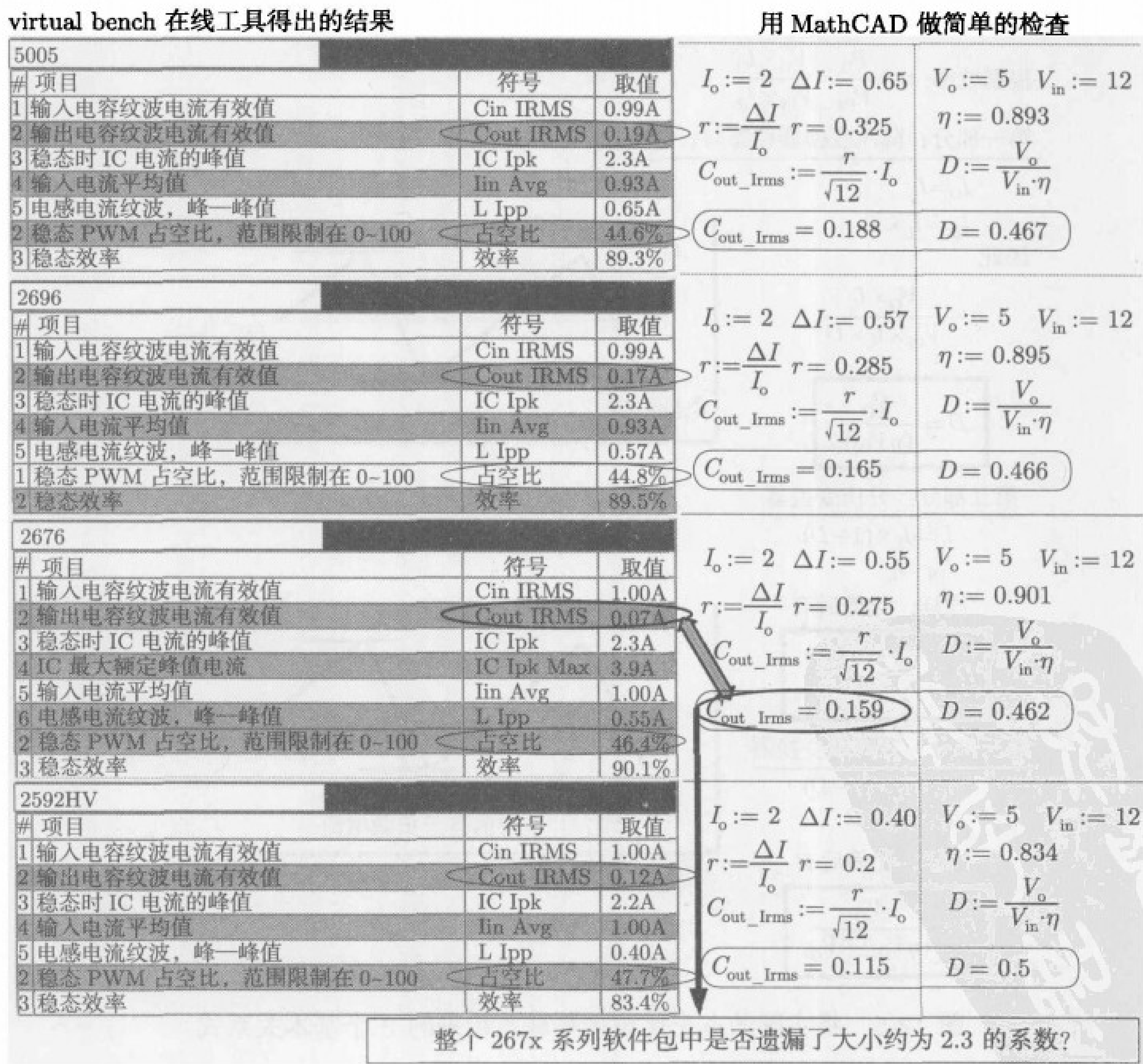
图 12-3 检查由在线工具得到的升压变换器设计结果

恰当的理由，当开关开通时，升压调节器的二极管中有很大的反向恢复尖峰电流。由于反向恢复电流的大小取决于导通时的正向电流，因此让变换器在接近 DCM 模式状态下运行，可以确保开关开通时二极管中几乎没有正向电流，所以反向恢复电流也十分小。这样做的目的是提高效率，但要检查在此过程中电流是否超过限流阈值，若超过了输出将开始反馈保护。2577 的限流阈值为 3A，因此不会引起问题。但是需要连接外部肖特基二极管，理论上它的反向恢复电流为 0，反向恢复电流并不是建议调节器运行在 DCM 模式的原因。另一个可能的原因是升压（或升降压）拓扑在 CCM 模式下存在右半平面零点 (RHP 零点) 问题，如果斜坡补偿不足，此零点会引发振荡。但从 2577 的结构框图可见，它具有改进的斜坡补偿功能。此外，只有当 D 大于 0.5 时，才需要考虑 RHP 零点的影响。此例中 D 非常接近 0.5，因此升压变换器工作在 DCM 模式的原因并未引起我的注意，当然除非有些事情他们没

有告诉我。

另外，我还检查了他们用 virtual bench 估计出的输出电容电流有效值，他们的估计值为 0.21A，而我检查后得出的结果为 0.63A(参见图 12-3)。在线工具的明显误差引起了我的注意，主要因为在升压变换器中，流入输出电容的全部电流是来自于二极管的脉冲电流，而在降压变换器中，输出电容电流为来自于电感的平滑电流，大多数人都知道这一点。因此升压 (以及升降压) 变换器的输出电流有效值通常很高，而且也是选择输出电容的决定性因素。当我看到有效值的估计值这么低时，我十分惊讶，尤其是现在纹波也设置的这么高。而除了上述偏差，virtual bench 还提供了几种电解电容供你选择，它们的额定电流有效值均小于 0.5A，其中一个甚至为 0.22A! 公平地说，这一电流有效值与他们错误的计算方法相符合，我建议你阅读第 4 章的铝电解电容预期寿命那一节。另外，这款网络工具的效率估计也是错误的，因为损耗中的主要部分被低估了。

我最初期望用这款软件能正确地设计降压变换器的电路参数，比较结果如图 12-4 所示。可见，他们的计算又是错误的。对于任何计算值和估计值，总是应验



实验 12V 转换为 5V@2A

virtual bench 在线工具得出的结果

5005

#	项目	符号	取值
1	输入电容纹波电流有效值	Cin IRMS	0.99A
2	输出电容纹波电流有效值	Cout IRMS	0.19A
3	稳态时 IC 电流的峰值	IC Ipk	2.3A
4	输入电流平均值	Iin Avg	0.93A
5	电感电流纹波，峰—峰值	L Ipp	0.65A
2	稳态 PWM 占空比，范围限制在 0~100	占空比	44.6%
3	稳态效率	效率	89.3%

2696

#	项目	符号	取值
1	输入电容纹波电流有效值	Cin IRMS	0.99A
2	输出电容纹波电流有效值	Cout IRMS	0.17A
3	稳态时 IC 电流的峰值	IC Ipk	2.3A
4	输入电流平均值	Iin Avg	0.93A
5	电感电流纹波，峰—峰值	L Ipp	0.57A
1	稳态 PWM 占空比，范围限制在 0~100	占空比	44.8%
2	稳态效率	效率	89.5%

2676

#	项目	符号	取值
1	输入电容纹波电流有效值	Cin IRMS	1.00A
2	输出电容纹波电流有效值	Cout IRMS	0.07A
3	稳态时 IC 电流的峰值	IC Ipk	2.3A
4	IC 最大额定峰值电流	IC Ipk Max	3.9A
5	输入电流平均值	Iin Avg	1.00A
6	电感电流纹波，峰—峰值	L Ipp	0.55A
2	稳态 PWM 占空比，范围限制在 0~100	占空比	46.4%
3	稳态效率	效率	90.1%

2592HV

#	项目	符号	取值
1	输入电容纹波电流有效值	Cin IRMS	1.00A
2	输出电容纹波电流有效值	Cout IRMS	0.12A
3	稳态时 IC 电流的峰值	IC Ipk	2.2A
4	输入电流平均值	Iin Avg	1.00A
5	电感电流纹波，峰—峰值	L Ipp	0.40A
2	稳态 PWM 占空比，范围限制在 0~100	占空比	47.7%
3	稳态效率	效率	83.4%

用 MathCAD 做简单的检查

$I_o := 2 \quad \Delta I := 0.65 \quad r := \frac{\Delta I}{I_o} \quad r = 0.325 \quad C_{out_Irms} := \frac{r}{\sqrt{12}} \cdot I_o \quad C_{out_Irms} = 0.188$

$V_o := 5 \quad V_{in} := 12 \quad \eta := 0.893 \quad D := \frac{V_o}{V_{in} \cdot \eta} \quad D = 0.467$

$I_o := 2 \quad \Delta I := 0.57 \quad r := \frac{\Delta I}{I_o} \quad r = 0.285 \quad C_{out_Irms} := \frac{r}{\sqrt{12}} \cdot I_o \quad C_{out_Irms} = 0.165$

$V_o := 5 \quad V_{in} := 12 \quad \eta := 0.895 \quad D := \frac{V_o}{V_{in} \cdot \eta} \quad D = 0.466$

$I_o := 2 \quad \Delta I := 0.55 \quad r := \frac{\Delta I}{I_o} \quad r = 0.275 \quad C_{out_Irms} := \frac{r}{\sqrt{12}} \cdot I_o \quad C_{out_Irms} = 0.159$

$V_o := 5 \quad V_{in} := 12 \quad \eta := 0.901 \quad D := \frac{V_o}{V_{in} \cdot \eta} \quad D = 0.462$

$I_o := 2 \quad \Delta I := 0.40 \quad r := \frac{\Delta I}{I_o} \quad r = 0.2 \quad C_{out_Irms} := \frac{r}{\sqrt{12}} \cdot I_o \quad C_{out_Irms} = 0.115$

$V_o := 5 \quad V_{in} := 12 \quad \eta := 0.834 \quad D := \frac{V_o}{V_{in} \cdot \eta} \quad D = 0.5$

整个 267x 系列软件包中是否遗漏了大小约为 2.3 的系数?

图 12-4 检查由在线工具得到的降压变换器设计结果

证一下，不要怕麻烦。当然，公司会事先做出准备，在各处加入免责声明。但你至少可以做出反复的验证，从而避免制作出非开关式电源。可笑的是，他们不肯花同样多的时间去解决这些问题。

另外，在图 12-5 中我给出了一些非常基本的关系式。无论如何，你都不能违背这三个关系式 (每种拓扑一个)。例如，如果降压变换器的结果与公式不符，表明负载电流和电感电流不是同一个电流，这意味着有连续的直流电流流经输出电容(还有别的路径吗)，说明电路没有进入稳态，或者很可能变换器未工作在开关状态。应在不考虑寄生元件压降的条件下对占空比做第一次估计，然后用它估算电流，并用估算出的电流重新估算占空比，反复进行上述估算，直到结果收敛。如果收敛，你会发现占空比与效率遵循如图 12-5 所示的关系。随后，如果考虑了全部损耗因素，效率 (以及占空比) 的估计值将与你的实验结果相一致。你肯定要付出一定的计算时间 (而且需要编写 MathCAD 或 C++ 程序)，但至少你可以用损耗和效率的首次估计值和图 12-5 的公式计算出最终占空比，或者用占空比的最终估计值重新计算效率。这十分有帮助，例如，可以利用这种方法判断电路是否工作在接近折返的状态，因为占空比接近控制器的上限。

η 为效率，D 为占空比

根据效率：$\eta=\dfrac{P_O}{P_{IN}}=\dfrac{V_O\times I_O}{V_{IN}\times I_{IN}}$

第一部分：降压变换器稳态时，必有

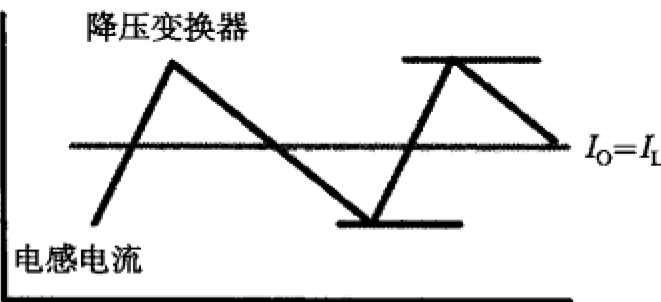
$I_O=I_L$

$I_{IN}=I_L\times D$

因此

$$\eta=\frac{V_O\times I_L}{V_{IN}\times I_L\times D}$$

$$D=\frac{V_O}{(\eta V_{IN})}$$



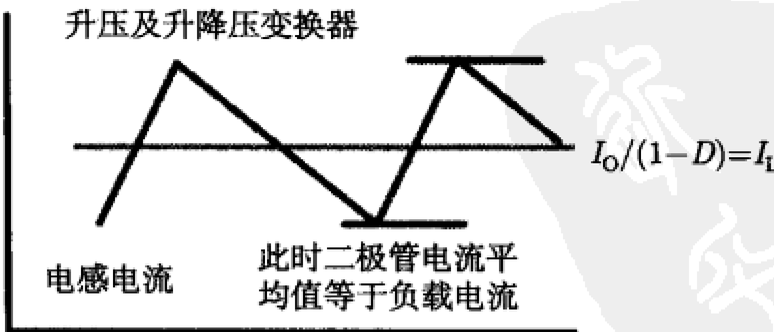
第二部分：升压变换器

$I_O=I_L\times(1-D)$

$I_{IN}=I_L$

同样，化简后有

$$D=\frac{V_O-(\eta V_{IN})}{V_O}$$



第三部分：升降压变换器

$I_O=I_L\times(1-D)$

$I_{IN}=I_L\times D$

同样，化简后有

$$D=\frac{V_O}{(\eta V_{IN})+V_O}$$

图 12-5 将实际的占空比与效率联系起来的 3 个基本关系式

直到现在，我还是想知道他们的在线工具是否正确使用了这些基本公式，也就

是说，他们的效率估计值 (无论对错) 是否至少与他们的占空比最终估计值相一致。很不幸，答案是否定的。对于在线工具支持的每种 IC，似乎占空比的估计值都偏低 (效率的估计值偏高)，这对电路的设计和生产有很大影响。这款软件会让你认为自己是正确的，并投入生产，然而实际的结果是，某些电源的输出出现反馈保护。另外，如果实际的占空比高于估计值，开关导通时间更长，电流峰值更高。因此，当运行于接近最大负载状态时，电流会超过 IC 的限流阈值，而他们的软件不会发出警告。你还应注意到，这款软件工具从来不考虑重要的外部元件公差。例如，电感本身的公差为 ±20%，电感减少 20% 意味着电流峰值增加 25%(如果变换器运行于 CCM 模式与 DCM 模式的分界点附近，尽管 r 为 0.4，但峰值仅增加 0.2×0.25，即 5%)。注意 1/0.8 = 1.25，因此如果电感降低 20%，交流电流增加 25%。

12.5.6 问题 6

2001 年 1 月 你好。我正在设计一台基于 2577 的 DC-DC 变换器，输出电压为 3.3V 和 5V。请问如何选择输出滤波器中电容的额定电压？电容大小为 2200μF，额定电压应选为 10V 还是 16V？二者的物理厚度不同，在我的产品中，这很关键。另外，如何对变换器中的电容进行电压降额并确定最终的电压？

回复 1 输出电容的选取原则是电容工作电压 (working voltage, WVDC) 应至少比输出电压高 20%，因此 10V 或 16V 都是过高的。对于两个输出，6WVDC 的电容足够了。除了我在第一句话中提到的选取标准，在确定电容工作电压时没有降额方法。除了 WVDC 之外，还需考虑纹波电流和等效串联电阻的规格。以上参数的详细计算方法请参考 2577 数据手册的第 15 页。

回复 2 你好。我假定你使用的是铝电解电容，而不是钽电容。我还假定你知道电容的 ESR 对输出纹波电压的影响以及如何确定电容的取值。高压铝电解电容的 ESR 比低压铝电解电容的 ESR 低很多。可能有人认为 3.3V 电源不应使用额定电压高于 4V 的电容，或者 5V 电源使用 6V 电容是安全的。但如果将这些电容的 ESR 与 10V 或 16V，甚至额定电压更高电容的 ESR 进行比较，就会发现 ESR 的显著差别，然而后者的尺寸和体积要大一些。还需注意，铝电解电容的 ESR 在不同温度时的差异很大。在室温以及更高温度下，其 ESR 较低，但温度低于 −10°C 时，ESR 会显著增大。假设一般情况下，设备的工作温度范围是 −20°C∼+60°C，那么保证低温时足够低的 ESR 成为选定电容容值和额定电压的最终标准。通常，据此标准选定的电容容值比仅根据容量选定的容值大得多。但设计人员倾向于使用 ESR 稍大的电容，原因是流经 ESR 的纹波电流使电容发热，电容内部温度足以高于 −10°C。高温时 ESR 急剧下降的好处是电容在环境温度高时可以正常工作，并节省了空间和成本。希望上述解释对你有所帮助，如果需要进一步的帮助，请发 Email 给我。

回帖结束。

作者评论 以上回复基本正确，除了第一句话提到的 20% 降额准则似乎太多了。例如，对于 AC-DC 电源，对于前端 PFC 的 385V 高压母线，我们通常选择更便宜的 400V 电容，而不是 450V。400V 只比 385V 高 15V，降额小于 4%。另一个事实是许多高级工程师对此持不同意见。然而，目前似乎没有统计数据可证明电压

降额能延长现代电解电容的寿命或提高它们的可靠性。你需要问问你的供货商。

第 2 篇回复来自于一位南非的高级工程师。我认为他非常贴切地说明了选用铝电解电容的好处，建议你仔细阅读。正是他们让论坛变得有价值 (没有不可告人的目的，仅仅因为乐于助人)。

但是等一下，2577 是一款升压开关 IC，所需的最小输入电压为 3.5V。第一位回复人 (似乎是一位公司代言人) 为什么没有询问升压 IC 如何将 3.5V 输入转换至输出的 3.3V，或者输入电压是否低于 3.5V？

12.5.7 问题 7

2001 年 7 月 现在我们要将 9~14V 直流电压转换为稳定的 12V。一般来说，应使用反激拓扑，但是我们想使用带 12V 稳压钳位二极管的升压拓扑 (为了简单起见)。开关 IC 仿真结果给出升压变换器的 V_{in} 为 9~12V，然而，如果用工作于升压模式的 2588-12 设计电路，但 V_{in} 为 9~14V，情况会怎么样？稳压二极管应放置在 V_{in} 端还是 V_{out} 端 (在反馈前还是反馈后)？

回复 1 我仔细研究了稳压二极管在电路中的工作原理，并认识到如果二极管放置在 V_{in} 端，当 V_{in} 由始终大于 12V 的电源供电时，因为现在 V_{in} 是变化的，所以稳压二极管被击穿。请不要因稳压二极管的问题埋怨我。我还想知道升压变换器在过电压时会有什么反应，也许从中可以找到是否应使用稳压二极管的答案。

回复 2 很抱歉，过了这么长时间才回答你的问题，我以为肯定有人回复了你，所以略过你的帖子，没想到是你自己回复了帖子并对问题做了补充。你可以用线性调节器 338 代替稳压二极管将 +9~+14V 的未调输入电压降至 +6V(338 要求输入和输出间的最小电压差为 3V)，然后再用 2588-12 将 +6V 升至 +12V。由于升压变换，提供给负载电流只有 2.25A。2588 的输入电流平均值稍低于 5A，因此 338 在以上转换中是适用的，因为它的额定电流为 5A。

回复 3 更简单的解决方案是采用基于 3478 低端 N 沟道 MOSFET 控制器的 SEPIC 拓扑，此时需使用两个电感 (代替反激变换器的变压器) 以实现升降压功能。3478 需要外部的由用户选择的 MOSFET，你应选择满足负载电流要求的管子。3478 数据手册第 19 页的图 13 给出了它在 SEPIC 变换器应用的电路图。通过改变反馈电阻的取值可将输出电压设置为 12V。

回复 4 最佳方案是在输出端接入低压差线性调节器，设置升压变换器的输出为 12.5~12.7V，然后用 LDO 将电压降至 12V。

回帖结束。

作者评论 第一条官方建议 (甚至没有询问所需的负载电流) 是用 5A 的线性调节器将 9~14V 降为 6V。请尝试在 5A 电流时将 9~14V 降为 6V，损耗为 $(14-6)\times 5 = 45\text{W}$。对于 338 的封装，PN 结与环境间的热阻为 35°C/W，好在这款线性调节器有过温保护功能。假设它传递给 2588 的电流为 5A，DC-DC 级试图将电压从 6V 升至 12V。由于占空比约为 50%，电感电流平均值为 $I_O/(1-D) = I_{IN}$，所以 $I_O \approx 2.5\text{A}$。公司的代言人正确地算出了最大负载电流，只不过线性调节器的损耗太高了。

从语气上来看，公司的第二位回复人可能是应用经理，他给出了“最佳”建议。虽然方案是可行的，但他没有说明升压变换器怎样把 14V 变换至稳定的 12.7V!

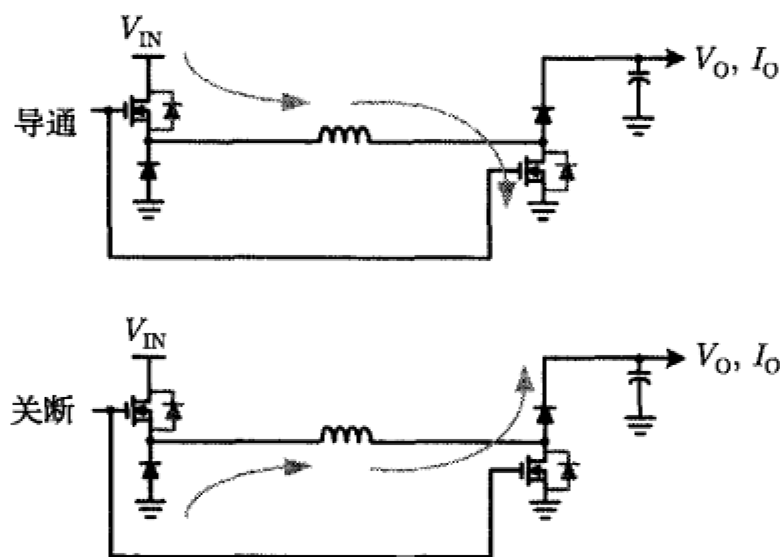
通常，应注意若要改变降压变换器的输出参数，最好通过改变输入参数实现同样的目的，因为降压变换器的输入电流小于输出电流。同样，出于相同的原因，对于升压变换器，最好在输出端增加开关或无源器件，而不是输入端。例如，对于我们最近研发的新型升压调节器 IC，我建议将用于切除负载的 MOSFET 接在输出端，而不是接在输入端。但是，有人赞成有人反对。公司的高级 IC 设计师正确地指出：如果 MOSFET 接在输出端，将不得不使用公司生产的高压 MOSFET(占据的面积大 3 倍)，而如果接在输入端，仍可以使用低压 MOSFET。与其使用占用相当大 IC 面积的高压 MOSFET，不如在输入端采用低 R_{ds} 的 MOSFET，以减小 IC 的面积，获得更高的效率。

应把一切都考虑清楚，并提出不同的意见。设法证明自己是错误的，而不是永远正确 (如果这令人欣慰，那么就在心里默默地这样做)。你会发现你如此频繁地被自己打败，也许你会说：总比被别人打败好。正如我在前面所说，在功率变换领域，显而易见的结论通常是错误的，而我的结论是其中的一个。因此我的座右铭是——为了获得最佳解决方案，实践与设计应同时进行，两者均无法孤立地得到理想结果。

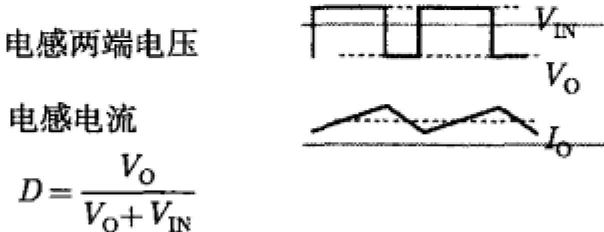
还有几种实现同相降压或升压功能的方法。一种是使用带纠正升降压拓扑反极性输出变压器的反激拓扑，另一种是使用“4 开关升降压拓扑”，你可以在 www.freescale.com 上找到我写的应用注释 (AN-3247)，其中详细地分析了这种拓扑的工作原理。很少有人注意到，这种简单的 4 开关升降压拓扑无需额外的控制就能实现强大的功能，它仅需一片内含 N 沟道 MOSFET 的非同步降压开关 IC、一个附加二极管和一个外部 MOSFET，如图 12-6 所示。尽管这种电路的效率不太高 (通常约为 60%~70%)，但还是值得考虑的，原因在于它非常简单。注意，第二个 MOSFET 的栅极通常可直接接在 SW 节点 (高端 MOSFET 的源极) 上，应注意不要让低端 MOSFET 的栅源电压超过额定值。两个 MOSFET 同时导通，将能量传递至电感，随后同时关断，电流在输出侧续流。要纠正常规升降压变换器的输出电压极性，只需要为增加的二极管和 MOSFET 付出成本。

现在还没回答客户提出的另一个问题——客户的升压变换器输出设为 12V，如果输入电压上升，比如升至 14V，会出现什么情况？此时，调节器将运行在开环状态，输出始终比输入低约 500mV。这是由于 IC 检测到反馈引脚上的高压，MOSFET 将始终关断，而肖特基二极管导通，使输入和输出串联，因此输出电压始终低于输入电压。此时客户可在电压为 $14-0.5=13.5\mathrm{V}$ 的导线两端接入一个 LDO，以提供 12V 输出。

还有一件事，应在任何论坛的所有问题中搜索你使用的器件。例如，搜索“3478”(或该系列 IC)，可能搜索出与之相关的全部问题。为什么要这么做呢？要记住，这是一款最大占空比为 100% 的反激变换器控制器，但别指望公司会讲清楚这一点。



为了提高效率，电路中其中一个二极管或者两个二极管可采取器件并联的方式，或用 MOSFET 代替



$$D=\frac{V_O}{V_O+V_{IN}}$$

如果 $V_O=V_{IN}$，$D=50\%$

图 12-6　简单的 4 开关同步同相升降压拓扑

以下是你应明确知道的有关升压和升降压拓扑的要点。

两种拓扑的其中一个共同点是：电感能量都是在开关导通期间建立的，在这一阶段，没有能量传递到输出，能量只在开关关断时传递给负载。换句话说，必须使开关关断，才有能量从输入流向输出。而降压电路则与此相反，因为电感与负载是串联的，电感能量增加的同时又将能量传递至负载（开关导通期间）。因此对于降压电路，即使占空比为 100%(即长时间地开通开关)，输出电压还是会（平滑地）上升。结果当输出电压升至所需值的时候，反馈环路将给出指令，使占空比降低。

然而，对于升压和升降压拓扑，如果开关一直导通，“因为输出电压很低”，输出电压永远不会增大。要记住，在这两种拓扑中，能量只有在开关关断时才传递至输出，从而很容易陷入一种左右为难的境地：控制器认为它在增大输出电压方面做得不够，因此继续给出最大占空比指令，但 100% 的占空比意味着零关断时间，那么输出电压又怎么会升高呢？电路会长时间地陷入这种不正常的状态，造成开关损坏。当然，我们可以期望限流电路是设计良好的并最终在开关损坏之前将其关断。但在每次上电时，开关的电压应力还是很高，因此一般来说，不建议这两种拓扑在 100% 占空比状态下运行。这种状态是不合逻辑的，它迟早会让你付出代价。

另一个常见于此类论坛的错误观点是：软启动总是有助于减小开关开通时的应力。这是不正确的，原因很简单，在 CCM 模式下，电流和占空比之间的关系很复杂。一款 5V 转换至 3.3V 的开关 IC，若负载电流为 2A，占空比约为 66%，当负载电流为 4A 时，占空比几乎不变，负载电流再变化，占空比仍然不变。那么如何通过改变占空比的方式来限流呢？你做不到。参见图 12-7，电流峰值主要取决于输出大容量电容的大小，只有当输出电容电压稳定后，它才能够缓慢降低电感电流

上升的斜率 (即 $V_{IN}-V_O/L$) 并增大下降斜率 (即 V_O/L)，从而达到一种平衡。此时电路才能进入稳态，因为伏秒数最终会平衡。因此电流大幅度上升，几乎不会下降，调节占空比几乎无法阻止这一过程。没错，限流电路最终会起作用，但它的任务是挽救开关，仅此而已。

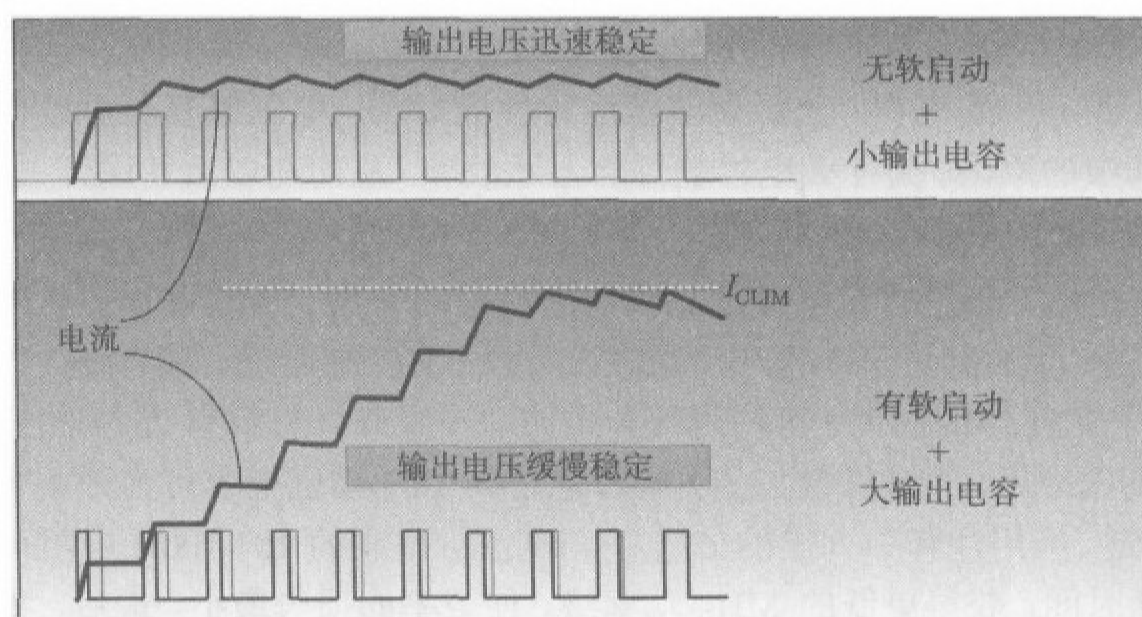


图 12-7 软启动可能对控制启动时的峰值电流不起作用

许多开关 IC 都有一定大小的最小开通时间 (尤其是电流模式控制的 IC)。当反馈引脚电压约为 0.2~0.3V 时，最小脉冲宽度也受到限制，此时，由于输出电容相当大，相当大的浪涌电流将流入输出电容，甚至早于输出电压的上升。还需注意，对于任何拓扑，流入输入电容的浪涌电流都相当高，无法通过开关的动作限制浪涌电流。

那么软启动电路在何时起作用呢？它的主要作用是使输出电压平缓，避免与电源输出连接的系统电压突然增加。当输出电容和电感在某一范围内时，还能调节启动时开关的应力。但这并不是绝对的，也许软启动电路能减小启动时的过冲，但正如在问题 2 中所提到的，软启动电路本身也会造成过冲。因此，我们在新加坡设计的全部 AC-DC 反激式 IC 中，没有一款是内置软启动电路的。如果客户没有明确提出需要软启动电路的要求，我们何必那么做呢？

升压变换器是一个例外。上电时初始瞬间，即使开关是完全关断的，输出电容也会有很大的浪涌电流。很不幸，如果开关就在这时开通，浪涌电流将转而流经开关，造成开关损坏。因为尽管启动时的占空比很小 (可能是软启动电路造成的，也可能是因为电流超过限流阈值)，如图 12-7 所示，电流还是会几乎不受控制地上升。对于升压变换器，软启动电路确实会起到保护开关的作用，但我个人不倾向于采用软启动，而倾向于延时——等待一小段时间，在浪涌电流消失后才开始开关动作。在高压 PFC 升压级，常用的做法是将附加二极管的阳极与输入端连接，阴极与输出电容的正端连接，浪涌电流将转移至此二极管，不再流经电感和升压变换器的钳位二极管。因此即使开关导通，基本上也没有浪涌电流从中流过。一旦浪涌电流消失，输出电压开始增加并高于输入，附加二极管将始终处于反偏状态，自动从电路中退出。

12.5.8 问题 8

2001 年 6 月 我用 2677 从 24V 产生 15V/4A 的输出 (标准拓扑的降压调节器)。如果从空载切换至 4A 负载，输出出现 10V 的瞬时跌落，输出在几毫秒内恢复至设定值的 85%~95%，但最终恢复至设定值的时间不定，从几秒钟至几分钟，与电路的温度有关。关键问题是输出调节的响应时间而不是电压的跌落，我能发现的唯一解决方法是在开关输出与地之间连接一个 200pF 的电容，此后调节器运行性能好转，电压恢复至额定值的时间小于 2ms。我想知道其中的原因，为什么电容能排除上述故障，从而在以后使用开关 IC 设计电源时，能正确地选用元件。

回复 1 很抱歉，我没有足够的信息来给出明确的答案。但通过你提供的信息，我推测问题与噪声有关，我的意思是噪声产生后注入 2677 的控制环或内部电路。二极管反向恢复时的尖峰电流导致噪声的出现，可利用缓冲电路减小噪声，请参考 2679 的评估板应用注释。另外，对于高压应用，直接接在 V_{in} 引脚和地之间 1μF 陶瓷电容可为开关电流的高频分量提供一定的旁路 (应用注释中列出的 C_{inx})，与 C_{boot} 串联的 10~100Ω 电阻可减少主功率 MOSFET 的开通时间，获得更低的 MHz 功率级，使效率的损失最小。最后，我们发现某些二极管的电容比其他二极管大很多，仅通过更换二极管就能解决噪声和电路的问题，希望这对你有帮助。267x 系列器件通常可以正常运行，但是随着电流的增加，问题也越来越多。

回复 2 您说的对。始终没人能解决我使用 267x-Adj 器件时遇到的负载暂态问题，直到我看了您的回复。我遵照你们软件工具的指示，但其中未提到 C_{inx}，但是引入 C_{inx} 后，在所有负载状态下，输出均稳定。谢谢。

回帖结束。

作者评论 这可能是 267x 系列 IC 最早的 $D>0.5$ 问题。还好，虽然输入为额定值，本例中的 D 只是稍大于 50%。因此，如果公司负责任并整理应用资源，真正制作一台 V_{O}=15V 的电路板 (显然他们从未做过)，他们将找出问题的原因。相反，第一位回复人以“我没有足够的信息”为由草率地回答了问题 (如果你是应用经理，那么请记住他)。他们用了半年至一年的时间 (并失去一位盛怒且坚持不懈的客户) 才最终认识到问题的严重性。注意，在他们最新版本 (6.24 版) 的软件中，仍漏掉了输入解耦电容 (C_{inx})——此时，距以上问题的提出已经 6 年了。甚至直到今天，在他们提到的评估板应用注释的 PCB 布局中，仍找不到标为“C_{inx}”的元件。实际上，4 个输入全都标为“C_{in}”，因此，你必须足够聪明，才能找出哪个才是 C_{inx}。

良好输入去耦的重要性已经在第 2 章做了详细的讨论。电容的最佳值为 0.1μF，因为它的带宽为 30MHz，而 1μF 电容的带宽只有约 10MHz。与自举电容串联的电阻也在第 10 章做了讨论，你会注意到自举电阻还有助于 IC 更好地运行，不仅仅为了降低开通速度。实际上，前面的解释似乎更恰当，因为与“效率的损失最小”的结论相符。洞察力强的工程师会注意到这一点，并认为这款 IC 各方面的性能不佳，而且该 IC 容易产生大量的噪声。很容易看出随意的回复浪费了客户的时间和金钱。

客户提供的线索是 SW 节点与地之间的电容可以解决问题，此时噪声也是一个问题。在了解了这一点后，我的建议是立即检查 PCB 布局，如有必要，在 SW 节点与地之间接入 RC 缓冲电路 (10Ω 至 100Ω 的电阻与 470pF 至 4.7nF 的电容串联)。RC 缓冲电路与单独使用一个电容相比，优点是电容的能量消耗在电阻中，而不是开关中。

顺便提一句，肖特基二极管不存在任何的反向恢复电流问题，但是它们有一定大小的体电容，会产生与反向恢复电流类似的问题。然而这种可能性被证实是言过其实的，我个人从未遇到过与"不良的肖特基二极管"明确相关的问题。在唯一的一个例外中，原因是肖特基二极管的漏电流过大，过早地使开关 IC 内部的电流比较器动作。还有一次是因为可靠性问题，与一款商用肖特基二极管的额定 $\mathrm{d}V/\mathrm{d}t$ 有关。这两个问题已在本书的其他章节讨论过了。

12.5.9 问题 9

2001 年 9 月 我用 2621 将 3.6V 升至 5V，输出电流为 300mA。C_1 和 C_2 均为 47μF 的钽电容，二极管为 21DQ04。根据 2621 数据手册的建议，电感选为 6.8μH。PCB 的布局也参考了数据手册。但是 5V 输出的纹波很高 (500mV)，如何能降低输出纹波？

回复 1 如果令人讨厌的纹波频率与开关频率相等 (即根据应用注释中的电路，你测量到了 200kHz 的纹波分量)，应确保 C_1 和 C_2 的负端、引脚 1 以及输出的返回端接在同一点，输出应从 C_2 的两端引出，测量接地点不应超过一个。某些高频噪声 (10MHz 至 25MHz) 是在二极管关断过程中产生的，在二极管的引脚连接一个小磁珠可降低这类噪声。如果纹波成分是开关频率的子谐波，或出现在磁滞期间 (轻载时)，应检查时基电容以及 0.1μF 的 VDD 去耦电容是否直接接至信号返回引脚。再次检查 C_{f1} 的大小。

回复 2 感谢你的回复，我试着将几个元件布置得尽可能地近。但经过反复尝试，C_1 和 C_2 的负端、引脚 1 以及输出的返回端接在同一点，二极管也无法靠近引脚 8。我确实无法做到，所以请您发给我一张 PCB 样板的图片。谢谢。

回复 3 附件的原理图是用 2621 设计的电路，包括制作电路推荐采用的元件器清单。一旦我弄清楚 PCB 的布局方法，就另发一篇帖子回复你。

回帖结束。

作者评论 许多 PCB 布局指南似乎认为将每个元件都紧邻 IC 布置在物理上是可行的 (搭接在一起)。如果没有物理学教授帮助你增加空间的维度，最好的方法是列一张优先顺序表，即哪个器件应距离 IC 更近。PCB 的布局已经在前述章节做了详细讨论，应该去查阅一下。但是很不幸，采用 2621 这种磁滞 IC 的电路不太容易布局，而且结果是无法预测的。

由第 2 章可知，原理图提供的线索极少。我开始怀疑这位客户到底有没有收到"PCB 样板的图片"。我在网上查阅了 2621 的数据手册，其中给出了推荐的 PCB 布局方法：

高频和大电流使 PCB 布局成为电源设计中的重要部分，设计不佳的 PCB 会导致过量 EMI 与接地反弹，造成故障及失控，因为电压反馈信号会受到影响，噪

声会注入控制电路。功率元件——如电感、输入和输出滤波电容，以及输出二极管——应尽可能地靠近 IC 布置，走线应短粗且直。输入和输出滤波电容的接地端以及 2621 的 PGND 和 SGND 引脚也应用短粗且直的走线接在一起。电压反馈网络 (R_{f1}、R_{f2} 和 C_{f1}) 应紧邻 FB 引脚布置。

虽然 PCB 布局是公认很重要的 (而且确实是)，但数据手册中还是没给出 PCB 布局图，而且似乎也没有带有这一重要信息的应用注释。虽然可从公司网站花 30 美元购买评估板，但很少有人仅为了确认布局而购买，他们的网站让我有些迷惑，在我最初的印象中，他们只有 SEPIC 拓扑的 2621 评估板 (不是客户所需的升压拓扑)。

12.5.10　问题 10

2001 年 9 月　亲爱的先生，我们用 2575-5.0 产生 5V 输出，输入电压为 8~13V，负载电流为 0.8A，我们有以下与设计相关的问题。在数据手册的第 1 页，规定电感值为 330μH(在输入电压为 7~40V、电流为 1A 的条件下)，但根据数据手册图 4 的电感选择曲线，得出满足我们电压和电流要求的电感推荐取值为 220μH，但你们可下载的软件给出的取值又为 330μH。对于我们的电路，电感到底取多大呢？另外，在我们的应用中，噪声必须小于 50mV，但你们软件给出的纹波大于 60mV，而数据手册图 9 的性能曲线所示的纹波为 20mV，在试验中，我们测得的纹波电压约为 45mV~50mV。请问这种开关调节器合适的噪声限度是多大？

回复　数据手册给出的取值在负载电流的很大范围内都是适用的。下面给出适合于你们电路的元件建议取值——C_B：0.01μF，C_{in}：80μF，C_{out}：68μF，D_1：General Semiconductor 公司的 SS24L1，电感：47μH。以上结果是用我们的开关电源在线设计工具 virtual bench 得出的，请试一下，这确实很有帮助。

回帖结束。

作者评论　让我们做快速而合理的核对。公司官方给出的合理取值为 47μH。占空比约为 0.5，IC 的开关频率为 52kHz，因此开关周期约 20μs，开关关断时间则约为 10μs。如果输出电压为 5V，ΔI 为 $V\Delta t/L$=5×10/47≈1A，这太大了，一般来说，电流纹波应为 ±20%，即此例中 ΔI 为 0.4×I_O=0.32A。为了将 ΔI 从 1A 降为更合适的 0.32A，需将电感增大 3 倍，即从 47μH 增大至约 150μH，这接近于由数据手册得出的值。因此不是根据数据手册，而是根据软件工具给出的建议令人感到很奇怪。

至于客户发现的数据手册要求纹波为 ±20%，应注意到所有的公司都有意在最理想状态给出曲线。请记住，这些曲线只是“典型的”，你对这个词的定义与他们的截然不同。在他们看来，世界是残酷的，如果他们不这么做，客户不会公平地对待他们，并不假思索地选用竞争对手的元件。他们还认为逐渐修改元件的规格并不会受到客户的惩罚，他们似乎不会有所损失，传统会延续，情况又会好转。这已经是被人广为接受的事实，因此公司何必逆流而上，而不是顺应潮流呢？至少他们会维护这一规则。

但对于本例中的 2575，我应仔细检查他们软件的当前版本，期望他们做出了

更正。我发现虽然电感被自动选为 330μH，但并未提供运行参数；而且声明原理图的参数取值没有针对任何特定的应用做优化。(那么何必不辞辛劳地推出这款软件工具呢？) 因此我决定检查他们的最新开关 IC 25575(采用了仿电流模式控制，或称为“ECM”)，他们的软件认为对于我的应用，此 IC 应该为首选。

软件得出的结果与用 MathCAD 进行简单检查得出的结果有几处不符，如图 12-8 所示。这回他们计算输出电容电流有效值的公式又错了 (他们从事为产品编制软件的工作可能有 10 年了)，他们甚至没有理解图 12-5 中降压变换器公式 $D = V_O/(V_{IN}\times$ 效率$)$ 的简单普适性。另外，软件显示占空比的范围是“0～100%”，这是严重的错误，因为这种 IC 有着固定的很长的 500ns 关断时间 (为了检测二极管的波形，用以产生仿三角波)。关断时间如此之长 (即实际上 D_{MAX} 很小)，而我

实验 13V 转换为 5V@0.8A

virtual bench 在线工具得出的结果

25575			
#	项目	符号	取值
1	输入电容纹波电流有效值	Cin IRMS	0.39A
2	输出电容纹波电流有效值	Cout IRMS	0.057A
3	稳态时 IC 电流的峰值	IC Ipk	0.90A
4	输入电流平均值	Iin Avg	0.34A
5	电感电流纹波，峰—峰值	L Ipp	0.20A
1	稳态 PWM 占空比，范围限制在 0~100	占空比	40.9%
2	稳态效率	效率	90.8%

用 MathCAD 做简单的检查

$V_o := 5$ $V_{in} := 13$ $I_o := 0.8$ $f := 390\cdot 10^3$ $L := 22\cdot 10^{-6}$

$D := \frac{V_o}{V_{in}}$ $D = 0.385$ 第一次估计值

$r := \frac{V_o}{I_o\cdot L\cdot f}(1-D)$ $r = 0.448$ $I_{pk} := I_o\cdot\left(1+\frac{r}{2}\right)$ $I_{pk} = 0.979$

$C_{in_Irms} := I_o\cdot\sqrt{D\cdot\left(1-D+\frac{r^2}{12}\right)}$ $C_{in_Irms} = 0.394$

$C_{out_Irms} := I_o\cdot\frac{r}{\sqrt{12}}$ $C_{out_Irms} = 0.104$

I_{RMS} 的估计值低了约 2 倍

$\eta := 0.908$ (virtual bench 算得的效率)

$\text{Daccurate} := \frac{V_o}{\eta\cdot V_{in}}$ $\text{Daccurate} = 0.424$

virtual bench 得到的占空比估计值偏低

图 12-8 检查由在线工具得到基于“仿电流模式控制”开关 IC 的开关电源设计结果

发现该款 IC 声称的最大开关频率为 1MHz，这令人惊奇。因为此例中，开关周期为 1μs，500ns 的关断时间意味着占空比上限 D_{MAX} 约为 50%。也就是说，若输入为 8V，最大输出只有约 3.5V(考虑到约 0.5V 的二极管压降)。还好，对于我选取的 5V/0.8A 输出，软件恰当地选择了 390kHz 的最大开关频率，因此你说调不到 1MHz，是吗？

顺便提一句，在 Robert Pease 的名著 *Troubleshooting Analog Circuits* 中，附录 F 的标题为 "How to Get the Right Information form a Data Sheet"。在他们公司发布的所有线性元件数据手册中 (我很久没看到了)，都附有这一篇文章。这位著名的作者对数据手册中误导性的信息进行了声讨，他告诫人们除了某些"受保证的参数"(即最小值和最大值) 之外，不要相信任何标为"典型的"信息。我同意这个观点，你应该对元件持有非常谨慎的预期。另外，还应注意电气特性表中的参数是在什么试验条件下得出的。

记住了上面几点，我开始仔细地阅读 25575 的数据手册。在数据手册第 13 页，唯一一次提到对电压差值 (或最小 V_{IN}，或可达到的最大频率) 有实际影响的因素是过大的 500ns 关断时间。而在首页、表格 (甚至在表格后也没有小字体的"注意") 以及典型性能曲线中，都没有说明这一点。此外还要注意，他们是以这样的方式为频率作保证的：仅选择了任意一两种频率值，并规定了用某种 RT(频率调整电阻) 对频率进行调节的范围。因此如果你使用其他种类的电阻，必须注意电阻的典型性能曲线，但这些曲线是得不到保证的，你会踌躇不前。

下面我准备推导数据手册第 13 页的公式，公司承认这是一个近似公式，推导过程见图 12-9 与图 12-10。我还用 MathCAD 对公式进行了计算，看看结果到底

降压变换器的占空比 (假设运行于 CCM 模式)：

$$D = \frac{V_{\text{O}} + V_{\text{D}}}{V_{\text{IN}} - V_{\text{SW}} + V_{\text{D}}}$$

因此

$$V_{\text{IN}} = \frac{1}{D} \times (V_{\text{O}} + V_{\text{D}}) + V_{\text{SW}} - V_{\text{D}}$$

$$V_{\text{IN}} = \frac{V_{\text{O}}}{D} + \frac{1-D}{D} \times V_{\text{D}} + V_{\text{SW}}$$

对于某一给定的输出电压

$$V_{\text{INMAX}} = \frac{V_{\text{O}}}{D_{\text{MIN}}} + \frac{1-D_{\text{MIN}}}{D_{\text{MIN}}} \times V_{\text{D}} + V_{\text{SW}}$$

其中 $D_{\text{MIN}} = t_{\text{ONMIN}} \times f$

同样

$$V_{\text{INMIN}} = \frac{V_{\text{O}}}{D_{\text{MAX}}} + \frac{1-D_{\text{MAX}}}{D_{\text{MAX}}} \times V_{\text{D}} + V_{\text{SW}}$$

其中

$$D_{\text{MAX}} = t_{\text{ONMAX}} \times f = (T - t_{\text{OFFMIN}}) \times f = 1 - t_{\text{OFFMIN}} \times f$$

图 12-9 在最小开通时间及最小关断时间 (或对应的占空比) 情况下，降压变换器可能的最大及最小输入电压

如何，如图 12-11 所示。图 12-9 推导出的公式适用于任何降压变换器，例如从结果可知，如果你想将 45V 降至 1V，可能会遇到 D_{MIN} 问题。变换器无法将占空比降得这么低，原因在于最小开通时间 t_{ONMIN}，这还与开关和二极管的正向压降有关。同样，如果你想用 25575 将 7V 降为 5V，也可能因变换器 D_{MAX} 的限制以及/或开关及二极管的压降过大而无法实现。利用这些公式，最终推出了数据手册第 13 页的公式，见图 12-10 的最后。我发现他们完全忽略了开关的压降，并忽略了部分二极管压降。但开关的 R_{ds} 高达 0.66Ω，导致在器件在额定电流 1.5A 时的压降为 0.99V，我认为这不是微不足道的。

计算 ECM IC 的最小电压差

由上图可得（假设 $V_{\mathrm{SW}}=0$）：

$$V_{\mathrm{INMIN}}=\frac{V_{\mathrm{O}}}{D_{\mathrm{MAX}}}+\frac{1-D_{\mathrm{MAX}}}{D_{\mathrm{MAX}}}\times V_{\mathrm{D}}$$

由于此例中 ECM IC 的最小关断时间为 500ns

$$D_{\mathrm{MAX}}=1-t_{\mathrm{OFFMIN}}\times f=1-500\mathrm{ns}\times f$$

因此

$$V_{\mathrm{INMIN}}=\frac{V_{\mathrm{O}}+V_{\mathrm{D}}-V_{\mathrm{D}}\times(1-500\mathrm{ns}\times f)}{(1-500\mathrm{ns}\times f)}$$

$$V_{\mathrm{INMIN}}=\frac{V_{\mathrm{O}}+V_{\mathrm{D}}}{(1-500\mathrm{ns}\times f)}$$

假设忽略了 $V_{\mathrm{D}}\times(1-500\mathrm{ns}\times f)$

这就是数据手册中给出的公式，但是在几个假设条件下得出

图 12-10 仿电流模式控制 IC 25575 的最小输入电压

但还是有一些好消息。观察如图 12-11 所示的 MathCAD 数据手册，我发现对于客户最初由 8~13V 输出得到 5V/0.8A 输出的要求，软件选择了相对保险的

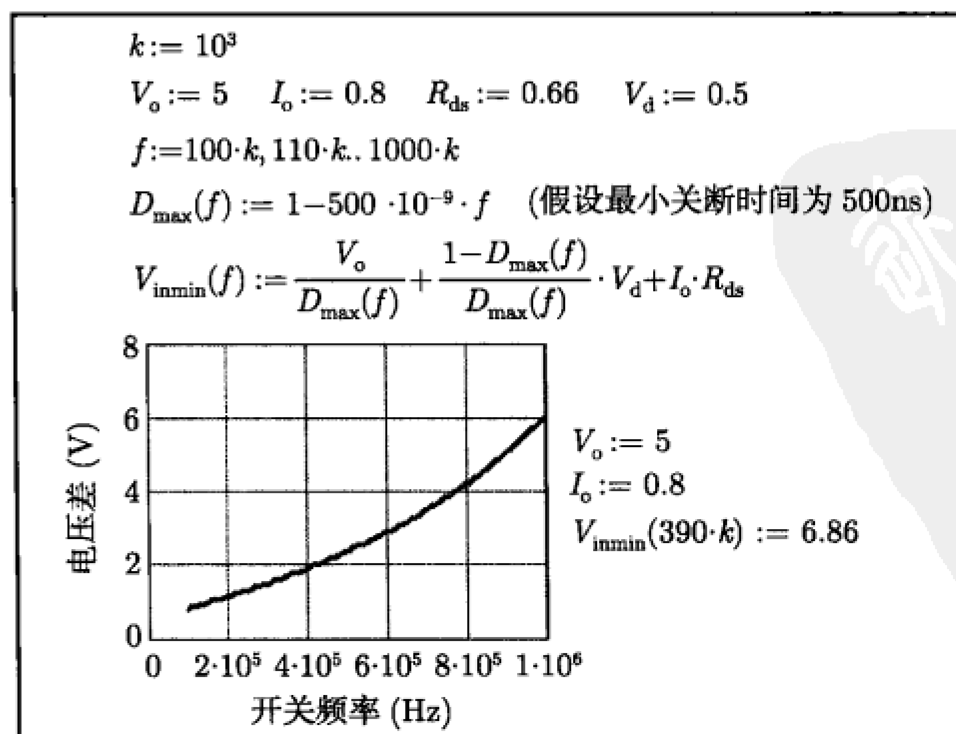


图 12-11 仿电流模式控制 IC 25575 最小输入电压的 MathCAD 验证结果

390 kHz 开关频率。在“电压差与频率关系图”的右侧，你会发现这一频率对应的输入电压降为 6.86V，比要求的最小输入电压 8V 低约 1.25V。因此他们可以通过在软件中设置足够的“保护频带”或“校正因子”来弥补数据手册中受保证的规格少的不足。我认为编写数据手册的家伙无疑应读一下 (或再读一次)“附录 F”，因为由图 12-11 的曲线还可以看出，1MHz 时电压差为 6V，也就是说为了得到 5V 输出，输入应大于 11V(对“ECM”的优点表示惊讶)。

可以看出，对仿电流模式控制 IC 造成不利影响的正是 500ns 的最小关断时间，使得在希望 V_{IN} 接近 V_O 时 (在目前的应用中，这变得越来越重要)，不得不被迫显著降低开关频率。显然公司意识到了频率限制问题，并成功地将人们的注意力从 IC 最小关断时间转移到可接受的最小开通时间上来，如图 12-12 所示，同时在网站上也做了修改。他们的图表是很清楚的——只是选择了相当高的 V_{IN}，即 36V，来说明在 80ns 的最小关断时间时，输出电压可低至多少。他们还与“竞争对手”做了比较，显然，竞争对手 IC 的最小开通时间过大，达 150ns，由此暗示他们 IC 的开关频率可以超过“2.8MHz”！真是有趣的营销！然而作为工程师，你不应忘记最小开通时间或最小关断时间的结果。对你而言，真正重要的是具体的应用。

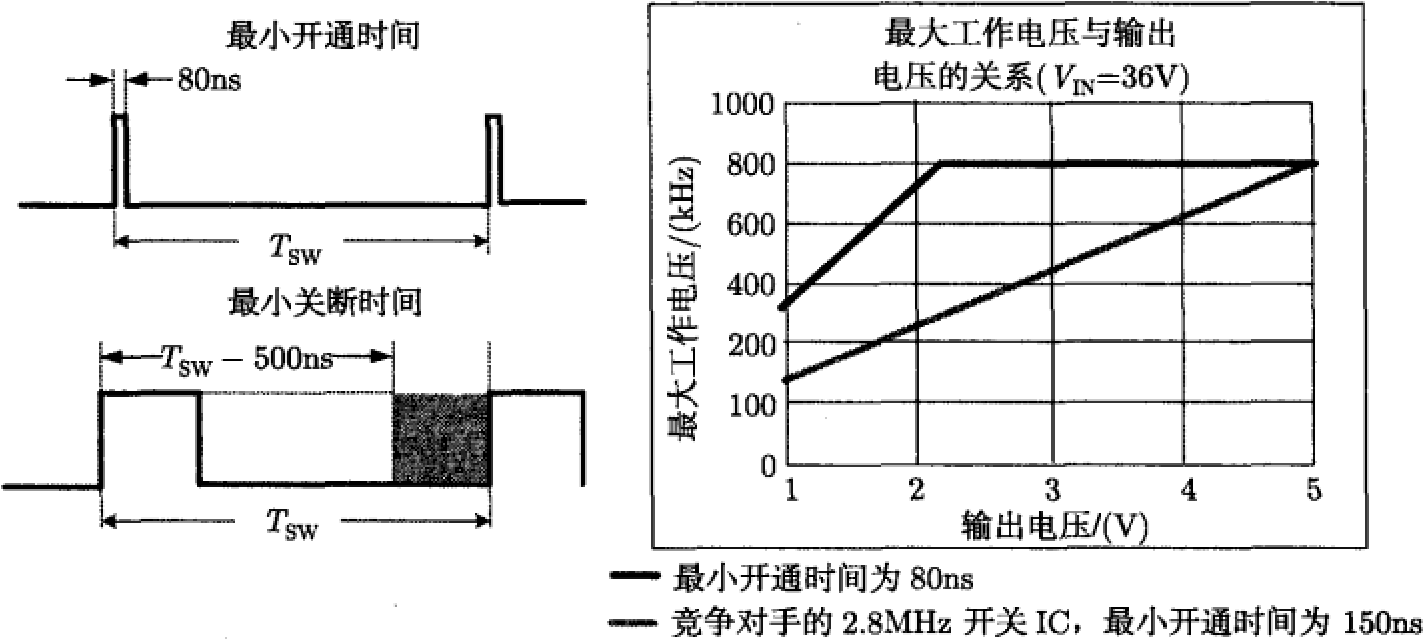


图 12-12　2007 年 1 月仿电流模式控制 IC 多媒体报告的其中一页

12.5.11　问题 11

2006 年 8 月　你们好，杰出的 IC 设计者，我在新设计的交错式单输出变换器中使用了这种 IC，并获得了很大的成功。但问题是当占空比为 50% 左右时，电路出现严重的 PWM 抖动，我尝试将电流检测旁路电容 (在 IC 侧) 等电流检测元件放置在我能想得到的所有可能的位置，我还查阅了应用注释和 IC 数据手册，也许问题与斜坡补偿有关。但很不幸，我无法为电流检测提供时钟信号 (常规方法是引入斜坡补偿)，原因是 5034 的时钟引脚是受直流电压控制的。对你提出的任何建议我都将表示感谢，谢谢。

回复　我用过不同厂商生产的多种两相 IC，你遇到的现象很普遍。如果 A 相占空比为 50%，B 相在 180° 反相时产生的噪声进入误差放大器的输出或三角波发生器，这样抖动就产生了。IC 生产商能采取的唯一措施是将两个管芯封装在同一 IC 内，即便如此，噪声还是

会从反馈引脚进入。你必须弄清楚他们是否有意避开这个问题。查看 5034 评估板的应用注释，该作者知道你问题的答案。

回帖结束。

作者评论 客户所指的“常规方法”已经在第 1 章与“愤怒的老板”的争论中提到。回复 (显然是某位与公司没有联系的工程师做出的) 不仅令人鼓舞，实际上也是正确的，但是还有许多需要补充。如今，许多厂商生产独立的双通道 (“交错式”)IC，并承诺两个通道输出相差 180° 时可减小输入电容电流有效值 (以及应力)，但前提是两个通道共用一个输入电容。他们还利用典型图表或营销文档突出这一“优点”，如图 12-13 所示。首先注意到的是，在计算最恶劣情况下的电流有效值时，若其中一个通道被禁用 (或轻载运行)，情况会更糟。因为电流有效值减小的原理是：两个通道均运行于最大负载，将输入电容电流波形更好地“平衡”在 0A 附近。否则，输入电容电流波形将偏向 0 轴的一侧，从而增加了电流有效值，这是因为电容电流波形与 0 轴围成的正负区域面积始终相等 (根据电荷平衡)。注意，有效值的计算与频率无关，只由波形的形状决定。因此，这种独立通道的独立变换器的优点充其量也只是微乎其微的。如果你仔细观察他们的评估板，并将其与“典型应用原理图”进行比较，就会发现另一个问题。在评估板上，这种 IC 的生产商为两个通道使用了独立的输入电容，因为正如回复者指出的，两个通道的输出端相互之间会注入大量的噪声。尤其当两个变换器的占空比都接近 50% 的时候，通道 A 开

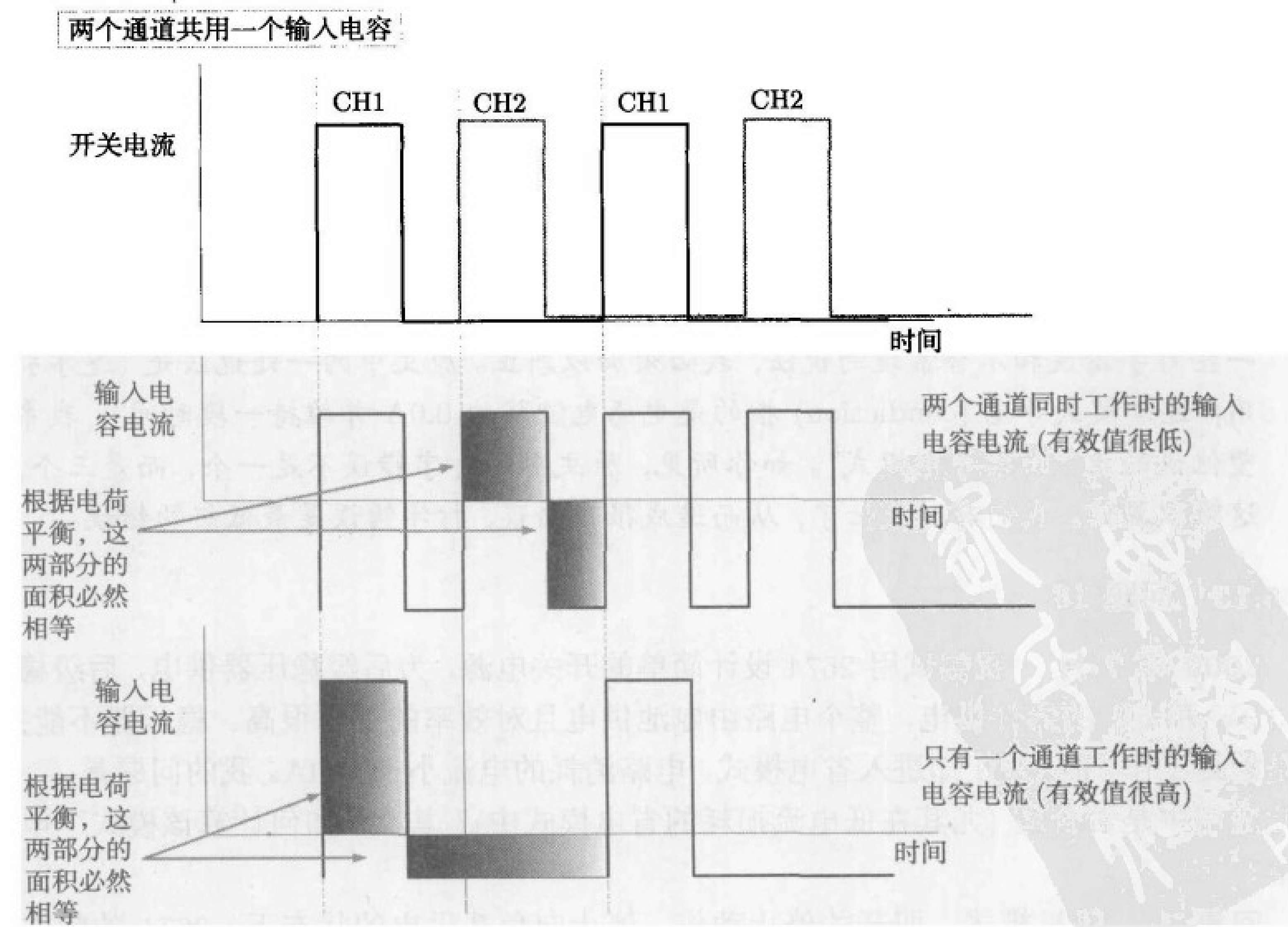


图 12-13 双通道反相降压开关 IC 可能的输入电容电流

通时，通道 B 正要关断，由此产生的噪声注入到通道 B 的 PWM 比较器输入端，使开通脉冲提前结束，导致了可观测到的抖动。采用独立管芯的 IC 可能会好一些，但却是一种极端的解决方案。最简单的做法是尽可能采用独立的功率级，即使用独立的输入电容。

但如果用两个以上的开关通道产生单一的输出，那么这确实是一个"交错式"电源，大多数观点支持交错式输入，以降低输入电容的大小。

12.5.12 问题 12

2006 年 7 月 我想知道怎样计算输出电压稳定时，开关电源能提供的最小负载电流。我用 2594HV 设计电源，此电源经常工作在待机状态。如果在待机模式状态下，将不同的元件 (负载等) 连接至调节器的输出，并只消耗 100μA 电流，会发生什么？调节器还能正常工作吗，此时 IC 的损耗有多大？谢谢。

回复 1 附件为问题的解答。

回复 2 首先，空载时 2594HV 的输出也能稳定，反馈电阻已经足以作为负载了。你可能会发现 IC 出现跳周期现象，大多数开关 IC 在空载时都有这种现象。IC 在空载时仍消耗 5mA 电流，如果希望损耗更小，请考虑使用 5007(0.5mA)。如果是高输入电压，只要输出电压设置为 3.5~30V，就可以使用 2597HV。第一位回复者给你的是何时由连续导电模式切换到断续导电模式的公式，断续导电模式指的是电感电流降为 0.0A 并维持一段时间。如果使用同步式降压变换器，即使在空载状态也能运行于电流连续模式，因为电感电流能够反向。考虑"连续"和"断续"的唯一原因在于控制环路的特性不同，当从连续模式转换至断续模式，一般来说，带宽减小而稳定性增强。几乎从未有客户遇到因此产生的系统问题。

回帖结束。

作者评论 显然在 5 年后，他们给出了与回复问题 3 时相同的 (错误的/不恰当的/不相关的) 解答，赶来救场的似乎是他们的应用经理。尽管回答有些漫不经心，但至少从技术角度来说，答案基本上是正确的。但我在原始回复中发现了一些打字错误和不合常理的说法，我必须加以纠正。原文中的一处说法是 (逐字引用)"连续模式导电 (condiction) 指的是电感电流降为 0.0A 并维持一段时间"，我希望他说的是"断续导电模式"。如你所见，原文中的打字错误不是一个，而是三个，这难以置信。我们有时太忙了，从而造成很多错误，打字错误是最低级的错误。

12.5.13 问题 13

2006 年 7 月 我尝试用 2674 设计简单的开关电源，为后级稳压器供电，后级稳压器为 3.3V 和 5V 的器件供电，整个电路由电池供电且对效率的要求很高。稳压器不能关闭，而是始终工作。但 CPU 却进入省电模式，电路消耗的电流小于 50μA。我的问题是——2674 在此应用中是否合适 (尤其在低电流损耗的省电模式中)？其次，如何计算该模式下电源的效率？

回复 1 停机模式，即开关停止动作，停止向负载供电的状态下，2674 的静态电流为 50μA。根据 $E_{ff} = P_{out}/P_{in}$，停机模式下的效率为 0%。假设 V_{in} = 24V，如果 P_{out} 为

0.0W，$P_{in} = 50\mu A \times 24V = 1.2mW$，那么 $E_{ff} = 0/1.2mW = 0$。

回复 2 请尝试采用 26001，这是一种最新型 IC，开关停止时仅消耗 40μA 电流，但可以维持输出的稳定。IC 的额定电流为 1.5A，远大于你的应用中所采用的 2674。2674 与 V_{in} 相连后，消耗的电流为 2.5mA。如果负载电流为 50μA，效率将非常低。折衷的器件为 25007 或 2694，两者空载时均消耗 500μA 电流。

回帖结束。

作者评论 客户提出了一个非常简单的问题——他不想关闭系统，因此变换器的最小负载电流低至 50μA，而输出电压始终稳定。第一个回复谈到了停机模式，即 IC 内部完全断电，因此开关停止，没有输出电压。这并不是客户所提的问题！公司的第二个官员提到“你的应用中”，并试图引导客户使用其他 IC，但实际上客户并未过多地透露系统的信息，他应该询问客户。客户只提到设备是“由电池供电”，并需要 3.3V 和 5V 的后级稳压器，而没有说明输入的范围和负载的要求。客户打算采用 3.3V 和 5V 的后级稳压器，表明输入不是一般的单一锂离子电池或者 2-3 AA/AAA 电池组，可能是 9V 电池组，也可能是 12V 电池组，所以公司的官员相当于向一位秃子推销梳子。事实上，对于电池供电的便携式设备，空载时的电流达到 500μA 已经相当高了，但无疑存在某些折衷的方法。我只是希望第二位回复人不是公司的应用经理，并且最近才升迁为生产线销售主管，因为销售有时意味着夸夸其谈！

再来看一看非同寻常的 26001 数据手册，以下几点引起了我的注意。

a) 在第 1 页的“一般说明”下面有这样一句话：“此 IC 有 4~38V 的宽输入电压范围，在电压瞬态期间，还能在 3V 的低输入电压下工作。”

b) 第一页的“特性”下方，指出“4.0~38V 的连续输入范围”。

c) 在电气特性表上方，“工作额定值”的下方，提到“供电电压 (注 4)：3.0~38V”。

d) 小字体的“注 4”指出：“输入低于 4.0V 时，功耗会因 $R_{ds(on)}$ 的增加而增加。因此，连续运行时的最小输入电压应为 4.0V。启动时所需的最小输入电压为 3.9V(典型值)。”

e) 在电气特性表中指出，UVLO(欠电压锁定) 的阈值在输入上升时可以高至 4.2V(典型值为 3.9V)，输入电压降低时阈值最大为 3.2V(典型值为 2.9V)。

以上几条清楚地指明了在“电气特性”部分以外的说明，即便是上面一行或下面一行，都有可能仅仅是“典型值”(而不是保证值)。许多工程师都知道在实际设计中“典型值”并非有意义 (除非设计分压器的分压比)。例如，在输入电压为 (不低于)4.2V 时的启动受电气特性表的保证。因此如果在 4V 时启动 (根据第 1 页的说明)，也许在实验室中大部分电源都能运行，但到了大规模生产阶段，就不是那么回事了。如果你返回卖给你 IC 的公司，可以肯定他们的法律部门会将你遗漏的小字体说明拿给你看。

在数据手册第 9 页，你还会发现在“睡眠模式”，变换器基本上作为磁滞开关 IC 运行——突然输出一系列脉冲，而在下一次脉冲输出前需等待很长一段时间。I_Q 为 40μA，指的是脉冲间隔期间，即变换器完全不工作时变换器拉出的电流。对用

户来说，这才是有意义的。

直到最近我才相信，在用技巧制定规格的战场中，制定“I_Q 规格”的人薪酬是最高的。似乎人人都尽力规定一个比较低的数值，他们下了赌注，认为大多数工程师不会仔细研究他们对 I_Q 是怎样定义的。应密切注意这一点。

12.5.14 问题 14

2006 年 3 月 将 2679 的电流调节引脚接地而不会损坏器件，是否行得通？在我的设计中，2679 必须输出 5A/27V，输入 V_{in} 为 36V(占空比等于 75%)。在试验中测得当输出电流大于 3.2A 时，2679 限制了占空比，输出电压下降至 16V。将输出电压维持在正确大小的唯一方法是减小限流电阻 ($< 1k\Omega$)，但数据手册给出的建议值是 $> 5.6k\Omega$。

回复 1 也许将限流阈值设置为无穷大 (将引脚 5 接地) 不是一个好办法，因为发生短路时 2679 无法受到保护，这对于设备和操作者来说都是危险的。在你的应用中，2679 很有可能进入了热关闭状态，因为工作时的功率损耗过大。根据我们 virtual bench 的建议，你应该使用 2679T-ADJ，并将其安装在额定值为 4.8°C/W 的散热片上，例如 Aavid P/N 532702B2500，这种方案只有环境温度在 30°C 以下时才有良好的效果。

回复 2 你用的是什么电感？可能电感值太低使 IC 进入限流状态，也可能电感饱和了。应测量电感电流，确保其峰值 $< 5.75A$，也许还需用 virtual bench 进行检查，毕竟传输的功率 $> 125W$。

回帖结束。

作者评论 根据数据手册早期版本的修订时间和各种论坛的回复，可以断定早在 2003 年公司就知道 267x 系列 IC 的 $D>0.5$ 问题。但三年后，他们官员在论坛中似乎仍不清楚客户在谈论什么。客户指出在其应用中占空比大于 75% 并且“2679 限制了占空比，输出电压下降至 16V”。显然，对公司的官员来说，细节是不够的。

但其中有一个建议是正确的，即不要增加开关 IC 的限流阈值 (这是解决 $D>0.5$ 问题的简单措施——完全移除令人不快的限流电路)。开关的额定电流达不到这么高，显然公司也从未在这种状态下做过可靠性评估。所以毫无疑问，公司官员的警告是恰当的。而错误之处包括:

a) 当 IC 连所需的输出都未能提供时，怎么会出现散热问题呢？客户也没有说明问题只是过了一段时间才出现 (在 IC 变热以后)。而且可以肯定的是，如果过温保护功能起作用，开关将在一段时间内完全关断，那么为什么输出还有 16V 呢？公司的官员指出使用这种特殊的散热片 (元件号码令人印象深刻) 是唯一的解决方法吗 (也许在零度以下)？然后他还提到了“virtual bench”，但实际上他们的在线工具并未对电路处于 $D>0.5$ 的状态提出警告，而你需要对这种能造成某些问题的状态加以注意。

b) 公司官员指出电感可能饱和，所有开关 IC 在启动时都将立刻使电感饱和，在低压应用中这并不是问题。例如，你在 2A 应用中使用了 5A 的降压开关 IC，即使是 IC 生产商也会在随附的应用指南中建议你使用额定饱和电流为 2.5A 的电感。如果是这样的话，几乎可以肯定用示波器观察到的启动

时电感电流将达到 5.5~7A，因为这正是 5A 开关 IC 的限流阈值 (即在其 “ICLIM” 的最小值与最大值之间)。显然，2.5A 的电感将在 5.5A 时饱和，但这无所谓，因为开关总是能保护自己 (一般来说)。

c) 随后他说 “毕竟传输的功率 > 125W”，但并不尽然。客户只是说 3.2A 时输出降为 16V，即功率只有 50W。我敢说当时客户只是想设法将功率提高到 60W。任何 12V/5A 的开关 IC 可以容易地输出 60W 功率。例如，LTC3780 是一款 4 开关同相升降压 IC，在面积约为 1.5in×1.5in ($2.25in^2$) 的 PCB 上可以输出 12V/5A，而根据网站上的图片判断，2679 评估板的尺寸约为 5in×3in ($15in^2$)。

12.5.15 问题 15

2006 年 2 月 不要遗漏 2678 数据手册的第 12 页，检查这一页的内容是否适用于你的应用，其中 “公开的” 信息很容易被人遗漏 (意料之中)。实际上许多 IC 在占空比大于 50% 的时候不能正常工作。查看这些 IC 的数据手册，但从今开始要更仔细一些! 以下是 2678 数据手册第 12 页的内容。

> 与应用有关的补充信息：当输出电压约大于 6V 时，最小输入电压所对应的占空比基本上大于 50%，设计人员应注意输出滤波器元件的选择。当变换器工作在限流故障状态时，也许会观察到限流电路出现较长时间的滞后。输出电压会受到影响，直至负载电流降至足够低，使限流保护电路复位。267x 的限流功能为：当电感电流达到限流阈值后，无论当前运行状态如何，均立即停止产生开通脉冲。然而，限流电路同时将占空比立即降至 50% 以下，以避免产生可造成电感饱和的次谐波振荡。此后，一旦电感电流降至限流阈值以下，将出现一小段弛豫时间 (relaxation time)，在这段时间内占空比将逐步回升至 50% 以上，使输出电压稳定在设定值。如果输出电容过大，在输出电压恢复期间，过大的充电电流会在输出完全稳定之前重复触发限流电路。当输出电压设定值高时，这种现象尤为严重 (因为输出电容的能量与输出电压的平方成正比 (1/2CV2))，因此所需的充电电流也越大。判断这种现象是否发生的一个简单方法是将变换器的输出短路并随后撤销，如果外部元器件选取合适，输出将平滑地恢复。经试验验证过的外部元件合适的取值为：$C_{OUT} = 47\mu F$，$L = 22\mu H$。需要注意的是，即使使用了上述大小的电感和电容，对于 IC 的限流阈值 ICLIM，使限流出现较大滞后的可能性最小的最大负载电流为 ICLIM/2。例如，输入为 24V，输出设为 18V，期望的最大电流为 1.5A，选定的 IC 应具有至少为 3A 的限流阈值。

回复 以上讨论的是折返限流 (foldback current limit) 的设计结果，其作用是预防开关 IC 及负载在故障时发生损坏。熟悉折返限流的人都将发现，在低输出电压的稳定运行状态下，总是会出现迫使折返限流电路无效的情况，通常的解决办法是减小负载直至输出电压恢复。数据手册为用户如何发现及处理由此引起的任何潜在性问题提供了明确的指导。而信息中有意含糊不清部分很明显会让人产生误解。

回帖结束。

作者评论　我在第 8 章讨论过这个问题。这份相当长的说明的本质目的是告诉用户：如果输出电压大于输入电压的一半，这款 5A 的开关 IC 只能工作在 2.5A 以下，而且前提是使用规定的 C_{OUT} 和 L。我的第一个问题是，为什么有人会故意将开关 IC 设计在这种方式下工作呢 (正如回复人建议的那样)？第二个问题是，如果回复是认真的，为什么说明是刚好在问题 14 的前一个月，或者是在问题 16 的不足一个月之前做出的？哦，回复人似乎是他们新上任的应用经理，几年来第一次访问论坛。

12.5.16　问题 16

2006 年 2 月　我用 2678 构成可调的降压变换器，但输出电压不正常。当使用计算出的电阻时，电压与设定值相等，但是当负载电流小于 1A 时，电压将降低 1.5V。我们应主要调节哪个元件呢？降压变换器被制作成一块独立的 PCB，没有同时运行的其他电路。期望你们的建议。

以下是元件清单和原理图。

IC: 2678S-ADJ-ND 调节器 5A/30V

EEU-FM1E221 C_{out}—220μF, 电解电容

EEU-FM1H101 C_{in}—100μF, 电解电容

C0603C103J5RACTU C_{boost}—0.01μF, 陶瓷电容

CDRH127-330MC L 22μH

90SQ040 D1、D2 35V/9A (肖特基二极管)

P40.2KAACT-ND R_2—40.2k 1%

P7.87KAACT-ND R_1—7.87k 1%

回复 1　请告诉我其余的信息。输入电压范围是多大？电路设计的负载电流为多大？我需要这些参数来检查你列出的元件是否合适。我发现从电感的元件型号可知，它的大小为 33μH，而不是你说的 22μH。此外你还需检查输出电容，确保它的额定电流等于或大于电感纹波电流的峰峰值，或者大致为 $I_{\text{out(max)}}$ 的 30%。不能以想当然的方法选择电容，因为电容 (与电感一起) 在开关关断期间为负载提供能量。

作者评论　用 33μH 电感代替 22μH 电感真的会引发各种问题吗？也许本例中会，因为根据问题 15，对于这种开关 IC，当占空比大于 50% 且负载电流任意时，电感 (唯一的) 建议取值为 22μH。

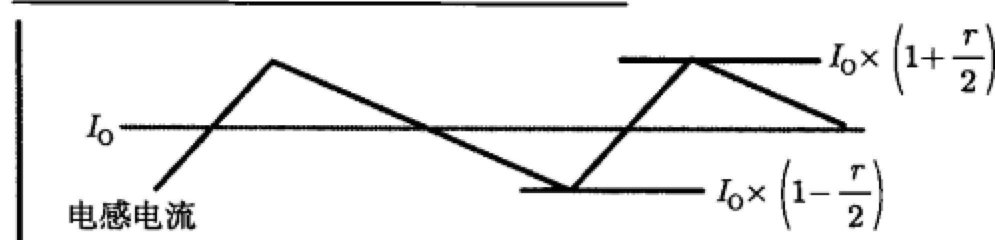
还有一个问题我不太理解，那就是为什么即使是输出电压第一次升高时，输出电容的额定有效电流也能成为一个问题。电容电流有效值的确很重要，但也只是针对可靠性和寿命而言的，我从未见过电容因电流有效值过大而完全无法工作的情况。但如果回复人的意思是电容的能量不足，你必须要明白客户使用的是 220μF 电容，但数据手册中建议的最大值为 47μF(见问题 15)。

我还要检查电容额定电流应为 I_O 30% 的说法。在图 12-14 中，我完成了输出电流有效值一般公式的手工推导，得

$$C_{\text{OUT}} \times I_{\text{RMS}} \times I_{\text{OUT_RMS}} = I_{\text{O}} \times \frac{r}{\sqrt{12}} \approx 30\% \times I_{\text{O}} \times r$$

因此，对于典型值 $r = 0.4$，电流有效值为 I_{O} 的 12%，而并非 30%。

输出电容(降压变换器)电流有效值 $I_{\text{OUT_RMS}}$



$$I^2_{\text{L_RMS}} = \frac{I^2_{\text{O}} \times \left(1+\frac{r}{2}\right)^2 + I^2_{\text{O}} \times \left(1-\frac{r}{2}\right)^2 + I^2_{\text{O}} \times \left(1+\frac{r}{2}\right) \times \left(1-\frac{r}{2}\right)}{3} \times [(D)+(1-D)]$$

$$I^2_{\text{L_RMS}} = \frac{I^2_{\text{O}}}{3} \times \left[1+\frac{r^2}{4}+2\frac{r}{2}+1+\frac{r^2}{4}-2\frac{r}{2}+1-\frac{r^2}{4}\right]$$

$$I^2_{\text{L_RMS}} = \frac{I^2_{\text{O}}}{3} \times \left(3+\frac{r^2}{4}\right)$$

$$I^2_{\text{L_RMS}} = I^2_{\text{O}} \times \left(1+\frac{r^2}{12}\right)$$

$$I_{\text{L_RMS}} = I_{\text{O}}\sqrt{\left(1+\frac{r^2}{12}\right)}$$

参见 *Switching Power Supply Design and Optimization* 第6页的计算有效值的通用方程以及第10页计算电容电流有效值的方程

另外，$I_{\text{L_DC}} = I_{\text{O}}$，因此电容电流有效值为

$$I^2_{\text{OUT_RMS}} = I^2_{\text{L_RMS}} - I^2_{\text{L_DC}}$$

$$\boxed{I_{\text{OUT_RMS}} = I_{\text{O}} \times \frac{r}{\sqrt{12}}}$$

图 12-14 降压变换器输出电容的电流有效值

回复 2 很抱歉，我解释得不够清楚。电感为 33μH，在设计电路时，我认为负载电流最大值为 5A，1A 的平均电流在规格以内，因此电感能正常工作。输入电压的设计范围是 12～36V，现在我们用 15V 的电池为变换器供电，输出电压的期望值为 7.4V。我会检查电容和电感的额定电流。感谢你的帮助。

作者评论 客户可能认为或假定“1A 的平均电流在规格以内，因此电感能正常工作”，但实际上应向制造商加以确认。我们应始终谨慎对待隐含的期望，其中的理由已在前面指出。

占空比接近 50%，这令人不安。根据论坛和数据手册，一旦这款 IC 的电流超过限流阈值，就算只有一次，占空比都会在相当长的时间内折返至 40%～45%，并且在这种低频寄生振荡以后，占空比很有可能不再回升。因此输入为 15V 时，输出将立刻降至 6V 左右，与客户给出的电压接近。不能肯定这就是故障原因，但暂时看来，这种可能性非常大，应与客户做进一步讨论。

在客户为未能提供足够的信息道歉之后（而不是公司为糟糕的设计道歉），让我们来看看他们是否能正确地指导客户。

回复 3 在频率为 100 kHz 的情况下，电容的纹波电流额定值为 950mA，我相信该值

在当前的应用规格以内。100 kHz 时，电容的阻抗为 0.056Ω。

回复 4　1.0A 的负载可以从电源抽出的最大电流为 1.2A。你提到输入为 15V 电池，你是否检查过电池在这种运行状态下电压是足够的？带了 1.0A 的负载后，电池电压是否还能维持在 15V？

> **作者评论**　15V 降压至 7.4V 时的占空比为 50%，因此输出电流为 1A 时，输入电流为 0.5A。这个简单的事实让许多工程师感到迷惑，所以我在第 2 章对此做了详细的讨论。

回复 5　我刚刚检查了电池，负载电流为 3A 时电压仍可以维持，电池的额定电流比这大很多。

回复 6　变换器带 3A 电阻负载时，电压从 7.4V 降至约 4V(此时电压不稳定)。我无法找出原因。感谢你们能继续帮助我。

> **作者评论**　从客户的回复中我们获得了一些新的信息，它们可能会改变我们的看法。我们要学会不要将我们的注意力集中于一点，很可能还有别的原因，甚至同一表面现象的背后存在多个原因。我开始怀疑系统的别处存在严重的错误。如果仅是前面讨论的 $D > 0.5$ 问题，输出应仅下降 1V 左右。所以此时我对 PCB 布局以及输入去耦是否良好持怀疑态度。

回复 7　在检查了你的元件清单后，我注意到电感可能取得小了一些。3A 负载流过的电流约为 3.45A，大于电感 3A 的饱和电流，因此电感很可能进入饱和状态 (变成一个电阻)，从而使 V_{out} 下降。请尝试用 DR127-220 替换现有的电感，其大小为 22.9μH，直流电流最大值为 4.0A。

> **作者评论**　显然这是错误的，客户的问题在 1A 负载时就出现了。因此即使以上解释是正确的 (何况不是)，它也不适用于客户提供的线索。电感有可能是其中一个原因，但不能彻底说明其中的缘由。因为前面已经指出，大多数电感的额定饱和电流并不像是一座悬崖，上面人们会突然跌落永恒的深渊。“饱和”通常意味着电感相对于初始值下降 20%~30%。打个比方，如果电流从 3A 升至 3.5A，你预计电感会降低 50%，但难以降得更低了。毫无疑问，电感不会突然变成“电阻”。

回复 8　十分感谢！我将购买这种电感，试验后告知结果。

回复 9　变换器的负载峰值电流为 1.2A，电流平均值为 0.25A。在峰值电流附近，电压从额定的 7.4V 降低 0.5V 左右。用一个附加电感 (56μH/2.25A) 与原来的电感 (33μH/3A) 并联，可使电压的下降减小至 0.2V。这不太合情理，因为对于 1.2A 的峰值电流来说，原来焊在 PCB 上的电感已经足够大了。有可能是某个元件损坏吗？我制作了许多这种电路板 (以及面包板)，它们都出现了与此相同的现象，因此我怀疑问题的原因在于元件的选择。感谢你的帮助，我相信你和我一样对这个问题感到厌烦了。

> **作者评论**　这又相当于一个 $D > 0.5$ 问题。通过并联附加电感，客户减小了

有效电感——接近于数据手册第 12 页建议的 22μH。因此为什么不建议客户仅使用一个 22μH 的电感就可以了呢？为什么要绕圈子？

回复 10 我不认为这是一个元件故障问题。在许多开关电源中，糟糕的布局是故障的原因，造成装置中寄生电容和寄生电感激增。我注意到你提到“面包板”，这是制作开关电源时的“禁忌”。为了进行良好的布局，我建议你参考附件。另外，你还可以尝试用小的旁路电容与反馈电阻 (你原理图中的 R_2) 并联。

回复 11 我会尝试使用旁路电容，我想你是对的，我听说布局是一门艺术。

回帖结束。

作者评论 客户应该在一开始就提出这个问题——PCB 布局。但应注意故障症状也与 $D > 0.5$ 问题相符 (当输入电压等于客户指出的 $V_{\text{INMIN}} = 12\text{V}$ 时，这是毫无疑问的)。因此客户应马上阅读数据手册的第 12 页，但这从未发生。

顺便提一句，不要盲目地尝试用小的旁路电容与 (上端的) 反馈电阻并联，这个前馈电容为控制环路引入了另一个零点，导致系统失稳。你应知道该系列 IC 有内部 3 型补偿电路，而且技术成熟，甚至存在一个内部零点来模拟外部的“*ESR* 零点”，因此这种 IC 被公认能够应付输出端的陶瓷电容。如果你引入另一个零点 (由根据建议所使用的前馈电容)，就产生了一个多余的零点。最终，你的设计也是没有价值的。

注意，某些客户对在公开场合宣布“电路有故障”感到难为情，他们默默地把问题归咎于技巧的缺乏或糟糕的 PCB 布局并继续摸索。他们假定大型的著名公司不会总犯错误，这种假定对某些人来说是再方便不过的，他们毫无想法。实际上，他们丝毫不想成为“有思想力的工程师”。



附　录

	降压变换器	升压变换器	升降压变换器
占空比	$\frac{V_O+V_D}{V_{IN}-V_{SW}+V_D}$	$\frac{V_O-V_{IN}+V_D}{V_O-V_{SW}+V_D}$	$\frac{V_O+V_D}{V_{IN}+V_O-V_{SW}+V_D}$
V_{IN_50}(V)	$(2\cdot V_O)+V_{SW}+V_D\approx 2\cdot V_O$	$\frac{1}{2}(V_O+V_{SW}+V_D)\approx\frac{V_O}{2}$	$V_O+V_{SW}+V_D\approx V_O$
输出电压 V_O(V)	$V_{IN}\cdot D-V_{SW}\cdot D-V_D\cdot(1-D)$	$\frac{V_{IN}-V_{SW}\cdot D-V_D\cdot(1-D)}{1-D}$	$\frac{V_{IN}\cdot D-V_{SW}\cdot D-V_D\cdot(1-D)}{1-D}$
伏微秒数 ($V\mu s$)	$\frac{V_O+V_D}{f}\cdot(1-D)\cdot 10^6$	$\frac{V_O-V_{SW}+V_D}{f}\cdot D\cdot(1-D)\cdot 10^6$	$\frac{V_O+V_D}{f}\cdot(1-D)\cdot 10^6$
L(μH)	$\frac{V_O+V_D}{I_O\cdot r\cdot f}\cdot(1-D)\cdot 10^6$	$\frac{V_O-V_{SW}+V_D}{I_O\cdot r\cdot f}\cdot D\cdot(1-D)^2\cdot 10^6$	$\frac{V_O+V_D}{I_O\cdot r\cdot f}\cdot(1-D)^2\cdot 10^6$
电感电流纹波率 r	$\frac{V_O+V_D}{I_O\cdot L\cdot f}\cdot(1-D)\cdot 10^6$	$\frac{V_O-V_{SW}+V_D}{I_O\cdot L\cdot f}\cdot D\cdot(1-D)^2\cdot 10^6$	$\frac{V_O+V_D}{I_O\cdot L\cdot f}\cdot(1-D)^2\cdot 10^6$
ΔI(A)	$\frac{V_O+V_D}{L\cdot f}\cdot(1-D)\cdot 10^6$	$\frac{V_O-V_{SW}+V_D}{L\cdot f}\cdot D\cdot(1-D)^2\cdot 10^6$	$\frac{V_O+V_D}{L\cdot f}\cdot(1-D)^2\cdot 10^6$
输入电容电流有效值 (A)	$I_O\cdot\sqrt{D\cdot\left[1-D+\frac{r^2}{12}\right]}$	$\frac{I_O}{1-D}\cdot\frac{r}{\sqrt{12}}$	$\frac{I_O}{1-D}\cdot\sqrt{D\cdot\left[1-D+\frac{r^2}{12}\right]}$
输入电容的 I_{pp}(A)	$I_O\cdot\left[1+\frac{r}{2}\right]$	$\frac{I_O\cdot r}{1-D}$	$\frac{I_O}{1-D}\cdot\left[1+\frac{r}{2}\right]$
输出电容电流有效值 (A)	$I_O\cdot\frac{r}{\sqrt{12}}$	$I_O\cdot\sqrt{\frac{D+\frac{r^2}{12}}{1-D}}$	$I_O\cdot\sqrt{\frac{D+\frac{r^2}{12}}{1-D}}$
输出电容的 I_{pp}(A)	$I_O\cdot r$	$\frac{I_O}{1-D}\cdot\left[1+\frac{r}{2}\right]$	$\frac{I_O}{1-D}\cdot\left[1+\frac{r}{2}\right]$
能量处理能力 (μJ)	$\frac{I_O\cdot V\mu s}{8}\cdot\left[r\cdot\left(\frac{2}{r}+1\right)^2\right]$	$\frac{I_O\cdot V\mu s}{8\cdot(1-D)}\cdot\left[r\cdot\left(\frac{2}{r}+1\right)^2\right]$	$\frac{I_O\cdot V\mu s}{8\cdot(1-D)}\cdot\left[r\cdot\left(\frac{2}{r}+1\right)^2\right]$
电感电流有效值 (A)	$I_O\cdot\sqrt{1+\frac{r^2}{12}}$	$\frac{I_O}{1-D}\cdot\sqrt{1+\frac{r^2}{12}}$	$\frac{I_O}{1-D}\cdot\sqrt{1+\frac{r^2}{12}}$
电感电流平均值 (A)	I_O	$\frac{I_O}{1-D}$	$\frac{I_O}{1-D}$
开关电流有效值 (A)	$I_O\cdot\sqrt{D\cdot\left[1+\frac{r^2}{12}\right]}$	$\frac{I_O}{1-D}\cdot\sqrt{D\cdot\left[1+\frac{r^2}{12}\right]}$	$\frac{I_O}{1-D}\cdot\sqrt{D\cdot\left[1+\frac{r^2}{12}\right]}$
开关/二极管/电感电流峰值 (A)	$I_O\cdot\left[1+\frac{r}{2}\right]$	$\frac{I_O}{1-D}\cdot\left[1+\frac{r}{2}\right]$	$\frac{I_O}{1-D}\cdot\left[1+\frac{r}{2}\right]$
开关电流平均值 (A)	$I_O\cdot D$	$I_O\cdot\frac{D}{1-D}$	$I_O\cdot\frac{D}{1-D}$

(续)

	降压变换器	升压变换器	升降压变换器
二极管电流平均值 (A)	$I_O \cdot (1-D)$	I_O	I_O
输入平均电流 (A)	$I_O \cdot D$	$\frac{I_O}{1-D}$	$I_O \cdot \frac{D}{1-D}$
输出电压纹波 (±mV)*	$\frac{1}{2} \cdot I_O \cdot r \cdot ESR(\mathrm{m}\Omega)$	$\frac{1}{2} \cdot \frac{I_O}{1-D} \cdot \left[1+\frac{r}{2}\right] \cdot ESR(\mathrm{m}\Omega)$	$\frac{1}{2} \cdot \frac{I_O}{1-D} \cdot \left[1+\frac{r}{2}\right] \cdot ESR(\mathrm{m}\Omega)$

$r = \Delta I / I_{DC}$，L 单位为 μH，f 单位为 Hz。所有电压电流均为幅值。* 忽略 ESL。



[General Information]
书名=开关电源故障诊断与排除
作者=（美）马尼克塔拉著
页数=199
SS号=12817745
出版日期=2011.01
出版社=人民邮电出版社
SSLIB-JPG=http://image1.5read.com/image/ss2jpg.dll?did=b1&pid=043B3EB4074EA3CF9B510F62259D170B4AA78C6853935C7A5C7711A3E0A27760DB54A2C2264EF91E557C339E5137272 32D985272FB79C4538FB03AAC135BE22CCE2A898AC775165CE9229A22CFDE020A8E6B12E5746CD11AB6E419AD7BB1822BB67708E923586E6258F0C7DD92D45618A522&jid=/000001.jpg